

Technische Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Sensor- und Aktuatorssysteme



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
WIEN
VIENNA
UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY

Diplomarbeit

Flow-Sensor basierende PC-Maus

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung
des akademischen Grades eines Diplom-
Ingenieurs unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Franz Keplinger
(Institut für Sensor- und Aktuatorssysteme; TU Wien) und

Dipl.-Ing. Samir Čerimović
(Institut für Integrierte Sensor Systeme; ÖAW)

von

Michael Forstner BSc
Matrikelnummer 0425290

vorgelegt am: 14. September 2009

Kurzfassung

Miniaturisierte kalorimetrische Strömungssensoren sind in der Lage kleinste Strömungen zu detektieren. Im Rahmen dieser Arbeit wurden diese so eingesetzt, dass die Position einer PC-Maus bestimmt werden kann. Auf der PC-Mausunterseite ist dabei ein Hohlraum integriert, indem bei einer Bewegung eine Luftströmung entsteht, die vom Sensor in ein geeignetes Signal umgesetzt wird. Das Ziel war einerseits die hervorragende Sensorempfindlichkeit an einem ungewöhnlichen jedoch anschaulichen Einsatzbeispiel zu demonstrieren und andererseits, die Nachteile gängiger PC-Mäuse zu beseitigen.

Nach einer Einleitung, in der die Sensoren und das neue Design vorgestellt werden, befasst sich das zweite Kapitel mit dem Aufbau und den Eigenschaften der Strömungssensoren. Mittels eines analytischen Modells werden verschiedene Betriebsmoden und ihre Kennlinien untersucht und mit den Ergebnissen umfassender Labormessungen verglichen.

COMSOL Multiphysics® ist ein ideales Werkzeug um das Verhalten eines zukünftigen Prototyps zu simulieren (drittes Kapitel). Es lassen sich damit die optimalen Abmessungen des Hohlraumes sowie Auswirkungen von verschiedenen Parametern auf das Ausgangssignal bestimmen. Mit einem dreidimensionalen Modell wurde die Richtcharakteristik der PC-Maus untersucht und mit dem wenig rechenintensiven zweidimensionalen Modell sind die optimalen Abmessungen bestimmt sowie Parametervariationen durchgeführt worden.

Das vierte Kapitel befasst sich mit der Auswerteelektronik, dem Gehäuse und den Leiterplatten. Der Strömungssensor besitzt fünf aktive Elemente, wobei vier Temperatursensoren eine Wheatstonesche Messbrücke bilden und ein Metallfilmwiderstand als Wärmequelle dient. Nach einer Verstärkung der Brückenspannung wird diese digitalisiert und an den Mikrocontroller zur weiteren Datenverarbeitung übergeben.

Neben der Hardware ist auch entsprechende Software vorhanden, die zwei Aufgaben übernehmen muss. Darunter fallen die Maßnahmen zur Fehlerminimierung, wie Mittelung sowie Spannungsversatz- und Kennlinienkorrektur. Andererseits müssen diese Ergebnisse mit einem geeigneten Protokoll über die USB-Schnittstelle zum Computer geschickt werden. Diese beiden Aspekte sind im fünften Kapitel samt den zugehörigen USB-Klassen und einem einfachen Testsystem beschrieben.

Das vorletzte Kapitel gibt einen Überblick über die Charakterisierung der PC-Maus und stellt die Mess- und Simulationsergebnisse gegenüber. Einige Verbesserungsvorschläge werden abschließend im fünften Kapitel besprochen.

Mit dieser Arbeit konnte erfolgreich gezeigt werden, dass das Konzept der auf Strömungssensoren basierenden PC-Maus nicht nur zur Demonstration, sondern auch für kommerzielle Zwecke einsetzbar ist. Das Gerät zeichnet sich durch eine sehr geringe Leistungsaufnahme sowie große Auflösung aus und kann auf jeder Art von Unterlage eingesetzt werden. Mit diesen Eigenschaften kann die PC-Maus mit gängigen Geräten konkurrieren und kann diese in mancher Hinsicht sogar übertreffen.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung.....	II
Inhaltsverzeichnis	III
Abkürzungs- und Symbolverzeichnis	V
Tabellenverzeichnis	VII
Abbildungsverzeichnis.....	VIII
1 Einleitung und Zielsetzung	1
2 Strömungssensor.....	4
2.1 Funktionsprinzip.....	4
2.2 Kalorimetrischer Sensor	5
2.3 Sensoraufbau	10
2.3.1 Layout	10
2.3.2 Prozessablauf	13
2.3.3 Geometrische Verschiebung	15
2.4 Kennlinien	17
2.4.1 Heizer.....	17
2.4.2 Temperatursensoren	18
2.4.3 Strömungssensor	20
3 Simulationen	22
3.1 Differenzialgleichungen	22
3.1.1 Wärmeleitungsgleichung	22
3.1.2 Navier-Stockes-Gleichung.....	24
3.2 Vereinfachungen.....	25
3.2.1 Temperatursensor	26
3.2.2 Heizer.....	28
3.2.3 Leiterbahnen	30
3.2.4 Skalierung	31
3.2.5 Membran	34
3.2.6 Rauigkeit	35
3.3 Zweidimensionales Modell.....	37
3.4 Dreidimensionales Modell.....	40
3.5 Parametervariation.....	43
3.5.1 Abmessungen.....	43
3.5.2 Hohlraumform.....	48
3.5.3 Umgebungstemperatur.....	49
3.5.4 Auswirkungen von geometrischen Toleranzen	51
3.6 Leiterplattenintegration.....	54

4	Auswertelektronik und Mechanik (Hardware)	57
4.1	Analoge Schaltungsteile	57
4.1.1	Transimpedanzverstärkerschaltung	58
4.1.2	Brückenschaltung	60
4.1.3	Instrumentenverstärker	62
4.1.4	Brückenversorgung	66
4.1.5	Heizerversorgung	67
4.1.6	Hauptversorgung und Referenzquelle.....	68
4.2	Digitale Schaltungsteile	69
4.2.1	Analog-Digital-Konverter.....	69
4.2.2	Mikrocontroller.....	71
4.3	Mechanischer Aufbau	74
4.3.1	Leiterplatte.....	74
4.3.2	Gehäuse	77
5	Software	79
5.1	Datenerfassung.....	81
5.2	Korrektur des Spannungsversatzes	84
5.3	USB.....	88
5.3.1	Hauptklasse	88
5.3.2	Human-Interface-Device-Klasse	93
5.4	Testsystem	94
6	Messungen	96
6.1	Messaufbau	96
6.2	Geschwindigkeitsabhängigkeit.....	98
6.3	Winkelabhängigkeit	100
6.4	Positionsgenauigkeit.....	101
6.5	Zuverlässigkeit.....	102
7	Zusammenfassung und Ausblick	107
Anhang	113
A	Physikalische Parameter verwendeter Stoffe	113
B	Least Square Approximation.....	117
C	z-Transformation.....	119
D	Pläne	121
E	Datenträger.....	122
Literaturverzeichnis	123
Index	126
Danksagung	129
Eidesstattliche Erklärung	130

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

ΔU_{SSA}	Abgleichspannung am Instrumentenverstärker
ADC	Analog-Digital-Konverter
DEBUG	Auffinden und Beheben von Fehlern
n	Auflösung des ADCs (Bit)
BIOS	Basic Input Output System
k_b	Boltzmann-Konstante
$U_{Brücke}$	Brückenspannung (durch Strömung und Spannungsverschiebung)
$U_{Brücke, Strömung}$	Brückenspannung durch eine Strömung verursacht
U_{BS}	Brückenversorgungsspannung
l	Charakteristische Länge
ρ	Dichte
ADC_{Wert}	Digitaler Wert aus dem Analog-Digital-Konverter
DPI	dots per inch
p	Druck
η	Dynamische Viskosität
I/O	Ein- und Ausgabe
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
ESD	Electro-static discharge
P_{el}	Elektrische Leistung
U	Elektrische Spannung
I	Elektrischer Strom
R	Elektrischer Widerstand
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FEM	Finiten-Elemente-Methode
$[n]$	Floor-Funktion (Abschneiden der Kommastellen)
$R_{Brücke}$	Gesamter Widerstand der Wheatstoneschen Messbrücke
BW	Grenzfrequenz oder Bandbreite
HID	Human Interface Device
ISP	In Circuit Programmer
IPS	inch per second
ISR	Interrupt-Service-Routine
ν	Kinematische Viskosität
F	Kraft
LS	Least Square
LED	Light Emitting Diode
LPCVD	Low Pressure Chemical Vapor Deposition
m	Masse
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MSB	Most Significant Bit
NTC	Negative Temperature Coefficient

NRZI	None-Return-to-Zero-Invert
OPV	Operationsverstärker
PS/2	PC-Mausanschluss (Personal System/2)
PECVD	Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition
A	Querschnittsfläche
RIE	Reactive Ion Etching
Re	Reynold-Zahl
SSA	Sensor Signal Amplifier (Instrumentenverstärker)
SPI	Serial Peripheral Interface
SIE	Serial-Interface-Engine
c_p	Spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck
k	Spezifische Wärmeleitfähigkeit
v	Strömungsgeschwindigkeit
T	Temperatur
a	Temperaturleitfähigkeit
G_{th}	Thermischer Leitfähigkeit
R_{th}	Thermischer Widerstand
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
USB	Universal Serial Bus
$\Delta U_{Brücke}$	Verschiebung in der Brückenspannung
τ	Viskose Spannungstensor
C_{th}	Wärmekapazität
\dot{Q}	Wärmestrom
\dot{q}	Wärmestromdichte
R_0	Widerstand der Temperatursensoren bei 0K
R_{Mem1}	Widerstand des Membrantemperatursensor 1
R_{Mem2}	Widerstand des Membrantemperatursensor 2
R_{Sub1}	Widerstand des Substrattemperatursensor 1
R_{Sub2}	Widerstand des Substrattemperatursensor 2

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Spannungsbereich der USB-Versorgung	69
Tabelle 2: Einstellungen der Fuse-Bits im Mikrocontroller	73
Tabelle 3: Rechenzeit des Prozessors für verschiedene Operationen	74
Tabelle 4: Signalfarbe der LEDs in Abhängigkeit der Größe des Spannungsversatzes in der Brückenspannung	87
Tabelle 5: Physikalische Parameter von Luft.....	113
Tabelle 6: Physikalische Parameter von Silizium	113
Tabelle 7: Physikalische Parameter von thermischem Siliziumoxid.....	113
Tabelle 8: Physikalische Parameter von LPCVD-Siliziumnitrid.....	114
Tabelle 9: Physikalische Parameter von PECVD-Siliziumnitrid	114
Tabelle 10: Physikalische Parameter von Chrom.....	114
Tabelle 11: Physikalische Parameter von Gold	114
Tabelle 12: Physikalische Parameter von Titan.....	115
Tabelle 13: Physikalische Parameter von Kupfer	115
Tabelle 14: Physikalische Parameter von amorphem Germanium	115
Tabelle 15: Physikalische Parameter von ROBALON-S.....	115
Tabelle 16: Physikalische Parameter von UIU plus endfest 300	116
Tabelle 17: Physikalische Parameter von Leiterplattenbasismaterial FR4.....	116

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Schnittdarstellung der PC-Maus mit integriertem Strömungssensor über einem Hohlraum.....	1
Abbildung 2: Prinzipielle Funktionsweise eines thermischen Strömungssensors mit aufbrachten Sensorelementen in einem Rohr (Schnitt).....	5
Abbildung 3: Schnittdarstellung eines kalorimetrischen Sensors in einem rechteckigen Strömungskanal.....	6
Abbildung 4: Auswirkungen der unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten auf das Temperaturprofil bei konstanter Heizleistung.....	9
Abbildung 5: Temperaturdifferenz des kalorimetrischer Strömungssensors bei konstanter Leistung.....	9
Abbildung 6: Temperaturdifferenz des kalorimetrischen Strömungssensors bei konstanter Temperatur.....	10
Abbildung 7: Aufsicht des Strömungssensortyps „Weit“.....	11
Abbildung 8: Aufsicht des Strömungssensortyps „Schmal“.....	12
Abbildung 9: Heizer und Temperatursensoren in der Detailansicht.....	13
Abbildung 10: Schichtenaufbau des Strömungssensors (Schnittdarstellung an den jeweiligen Bereichen).....	14
Abbildung 11: Mikroskopaufnahme von Typ „Weit“ mit geometrischer Verschiebung.....	16
Abbildung 12: Mikroskopaufnahme von Typ „Schmal“ mit geometrischer Verschiebung.....	16
Abbildung 13: Temperatur-Widerstandskennlinie des Heizers.....	18
Abbildung 14: Temperatur-Widerstandskennlinie des Membrantemperatursensors.....	19
Abbildung 15: Temperatur-Widerstandskennlinie des Substrattemperatursensors.....	19
Abbildung 16: Messaufbau mit einem Strömungssensor in einem rechteckförmigen Kanal.....	20
Abbildung 17: Querschnitt durch den Kanal und schematisch dargestellten Sensor (Kanalhöhe $d=0,5\text{mm}$).....	21
Abbildung 18: Ausgangskennlinie (bezogen) des Sensors für einen Betrieb mit konstanter Heizleistung und Heizertemperatur.....	21
Abbildung 19: Schnittdarstellung des Temperatursensors.....	27
Abbildung 20: Querschnitt des Heizers.....	29
Abbildung 21: Volumenelement zur Skalierung.....	31
Abbildung 22: Skalierungsmodell mit Faktor 10.....	33
Abbildung 23: Funktion der spezifischen Wärmeleitfähigkeit.....	34
Abbildung 24: Zweidimensionales Modell zur Analyse der Rauigkeit.....	35
Abbildung 25: Geschwindigkeitsverhalten in Abhängigkeit der Rauigkeit.....	36
Abbildung 26: Reibungskraft über der Geschwindigkeit für verschiedene Profiltiefen.....	37
Abbildung 27: Zweidimensionales Modell mit $d=20\text{mm}$, $h=2\text{mm}$ und $v=0,6\text{m/s}$	39
Abbildung 28: Strömungssensor mit sich einstellenden Temperaturprofil im Detail.....	39
Abbildung 29: Dreidimensionales Modell mit $d=20\text{mm}$, $h=2\text{mm}$ und $v=0,6\text{m/s}$	41

Abbildung 30: Veränderung des Ausgangssignals bei Variation des Strömungswinkels (bei $ v =0,4\text{m/s}$)	41
Abbildung 31: Vergleich von zwei-, dreidimensionaler Simulation und Messung (Durchmesser 20mm; Höhe 2mm).....	42
Abbildung 32: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 10mm	44
Abbildung 33: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 15mm	44
Abbildung 34: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 20mm	45
Abbildung 35: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 25mm	45
Abbildung 36: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 30mm	46
Abbildung 37: Abmessungsva-riation mit maximaler Brückenspannung bei 0,4m/s	46
Abbildung 38: Änderung des linearen Fehlers bei Abmessungsva-riation.....	47
Abbildung 39: Anstiegszeit in Abhängigkeit der Abmessungsva-riation bei einem Sprung der Geschwindigkeit von 0,4m/s.....	48
Abbildung 40: Einfluss der Umgebungstemperatur auf die Brückenspannung bei 0,4m/s.50	
Abbildung 41: Einfluss der Gehäuse- und Lufttemperatur auf die Brückenspannung bei 0,4m/s	51
Abbildung 42: Auswirkung einer Verschiebung der Sensorelemente bezüglich der Membranmitte auf das Ausgangssignal.....	52
Abbildung 43: Relativfehler verursacht durch Verschiebung des Sensors im Hohlraum.....	53
Abbildung 44: Orthogonalität bei Verschiebung mit $d=20\text{mm}$, $h=2\text{mm}$ und $v=0,4\text{m/s}$	54
Abbildung 45: Temperaturverteilung für die Leiterplatte in Version 1.0.....	55
Abbildung 46: Versatz der Brückenspannung durch die Asymmetrie der Leiterplatte in Version 1.0.....	56
Abbildung 47: Temperaturverteilung für die Leiterplatte in Version 1.1.....	56
Abbildung 48: Transimpedanzverstärkerschaltung zur Auswertung der Temperaturdifferenz beider Membrantemperatursensoren.....	58
Abbildung 49: Elektrometerverstärkerschaltung zur Auswertung der Temperaturdifferenz beider Membrantemperatursensoren.....	59
Abbildung 50: Brückenschaltung mit Instrumentenverstärker und Filter (Betrieb mit einer Spannungsquelle).....	60
Abbildung 51: Relevante Beschaltungsmöglichkeiten der Brückenschaltung.....	61
Abbildung 52: Filter für den Instrumentenverstärker um das Rauschen zu vermindern	63
Abbildung 53: Kompensationsbereich des Versatzes in der Brückenspannung zwischen den beiden Kurven.....	66
Abbildung 54: Brückenversorgung mit einem Spannungsfolger realisiert.....	67
Abbildung 55: Heizerversorgung mit einer nichtinvertierenden OPV-Schaltung realisiert .68	
Abbildung 56: Kommunikationswege des Mikrocontrollers	72
Abbildung 57: Layout der Leiterplatte "Flow-Sensor-Mouse-Adapter" (blau: Unterseite, rot: Oberseite)	75
Abbildung 58: Mikroskopaufnahme der Leiterplatte "Flow-Sensor-Mouse-Adapter" mit den eingebautem Strömungssensor	76
Abbildung 59: Explosionszeichnung des Gehäuses.....	78
Abbildung 60: Globales Ablaufschema der Software	80
Abbildung 61: Abtastung der kontinuierlichen Strömungsgeschwindigkeit.....	81

Abbildung 62: Detailliertes Ablaufschema der Datenerfassung.....	83
Abbildung 63: Regelkreis zur Unterdrückung des Spannungsversatzes mit einem Integrator in der Rückkopplung.....	85
Abbildung 64: Simulierte Sprungantwort des Regelkreises.....	87
Abbildung 65: Physikalische und logische Verbindung über USB.....	89
Abbildung 66: USB-Deskriptoren zur Beschreibung des USB-Gerätes.....	90
Abbildung 67: Enumeration (Konfiguration) der PC-Maus über USB.....	92
Abbildung 68: Messaufbau mit dem Plotter zur Charakterisierung der PC-Maus.....	96
Abbildung 69: Geschwindigkeit des Plotterarms in Abhängigkeit des Einstellparameters..	97
Abbildung 70: Geschwindigkeitsmessung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 2mm.....	98
Abbildung 71: Geschwindigkeitsmessung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 20mm und einer Höhe von 2mm (für Sensortyp „Weit“ und „Schmal“.....	99
Abbildung 72: Korrigierte Geschwindigkeitskennlinie für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 2mm.....	100
Abbildung 73: Winkelabhängigkeit der Strömung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 2mm.....	101
Abbildung 74: Winkelabhängigkeit der Strömung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 20mm und einer Höhe von 2mm.....	101
Abbildung 75: Positionsfehler der PC-Maus beim Bewegen in x-Richtung (0,3m) hin und zum Ursprung zurück (mit und ohne Kennlinienkorrektur).....	102
Abbildung 76: Verschiedene Strömungssensoren mit defektem Heizer.....	103
Abbildung 77: Andere Leiterbahnführung des Heizers.....	105
Abbildung 78: Neuer Wafer mit einer Siliziumnitridschichtdicke von 1200nm.....	105
Abbildung 79: Chronologischer Ablauf der Degeneration des Heizers.....	106
Abbildung 80: LS-Approximation eines Vektors (Fehler ϵ kann nur an einer Stelle minimal sein).....	118
Abbildung 81: Pol-Nullstellen-Diagramm des Regelkreises.....	120

1 Einleitung und Zielsetzung

Am 9. Dezember 1968 präsentierte der Computerpionier Douglas C. Engelbart in San Francisco die erste PC-Maus mit einem mechanischem Bewegungssensor (Grimming, 2008). Im Laufe der Zeit hat sich das Eingabegerät in seinem Design und dem Sensorsystem stark gewandelt. Die Bewegungsmessung mittels Räder oder Kugeln ist sehr anfällig für Verschmutzung und ist mittlerweile vom Markt verschwunden. Gefolgt sind PC-Mäuse mit optischen Sensoren. Diese sind zwar wesentlich wartungsfreundlicher, die Benutzung auf transparenten oder unstrukturierten Oberflächen ist aber oft problematisch. Zusätzlich ist der Leistungsverbrauch des Sensors mit typisch $100mW$ sehr hoch (Agilent ADNS-2051, 2002).

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Entwicklung einer PC-Maus basierend auf thermischen Strömungssensoren. Das neue Funktionsprinzip ist in zweierlei Hinsicht den optischen Sensoren überlegen. Erstens ist die Leistung pro Sensor auf ungefähr $3mW$ reduzierbar (Glaninger, 1998), was für akkubetriebene Geräte von besonderer Bedeutung ist. Zweitens ist die Funktionsfähigkeit nicht von der Beschaffenheit der Unterlage abhängig. Die Struktur, Farbe oder Durchsichtigkeit der Oberfläche spielt somit bei der Auswertung der Bewegungsgeschwindigkeit eine unbedeutende Rolle.

Das Funktionsprinzip ist anhand der schematischen Schnittdarstellung in Abbildung 1 erklärbar. Auf der Unterseite der PC-Maus ist ein zylinderförmiger Hohlraum integriert. In der Mitte, bündig über dem Hohlraum ist ein Strömungssensor angebracht. Wird die PC-Maus bewegt, so entsteht im Hohlraum eine wirbelartige Luftströmung, welche mit der Bewegungsgeschwindigkeit proportional ist. Der hochempfindliche Sensor erfasst die Strömung und setzt diese in ein geeignetes Signal zur Bestimmung der Position der PC-Maus um. Dieses Prinzip wurde in der Literatur das erste Mal von einer Forschungsgruppe in Kyoto (Japan) vorgeschlagen (Sasaki, et al., 2005). In dieser Arbeit setzt die Gruppe jedoch einen geregelten Strömungssensor ein, welcher die Heizertemperatur konstant hält. Dieser Sensor hat nicht nur eine große Anstiegszeit, sondern ist auch sehr unempfindlich. Der kurze Beitrag in der Literatur enthält außerdem keine Angaben über jegliche Optimierung oder eingesetzte Auswerteelektronik.

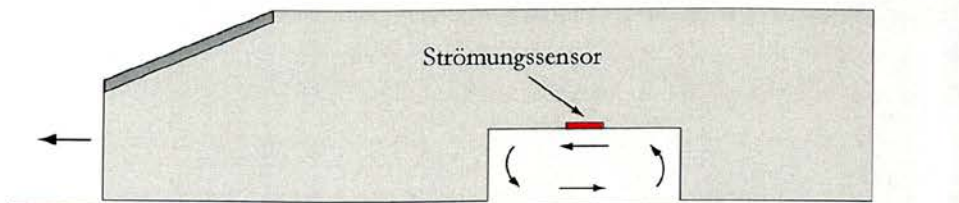


Abbildung 1: Schnittdarstellung der PC-Maus mit integriertem Strömungssensor über einem Hohlraum

Die vom Institut für Sensor- und Aktuatorssysteme (Technische Universität Wien) zur Verfügung gestellten thermischen Strömungssensoren funktionieren nach dem kalorimetrischen Prinzip. Im Zentrum einer dünnen Membran ist ein Chromleiter positioniert und

dient als Wärmequelle. Symmetrisch um den Heizer in der Membran sind zwei Temperatursensoren angeordnet. Die Membran besteht aus mehreren Schichten Siliziumnitrid und Siliziumoxid. Diese wird vom Siliziumsubstrat aufgespannt, auf der zwei zusätzliche Temperatursensoren vorhanden sind, welche die Sensortemperatur messen. Ohne Strömung bildet sich rund um den Heizer ein symmetrisches Temperaturprofil aus und die beiden Temperatursensoren auf der Membran messen somit die gleiche Temperatur. Sollte über dem Sensor eine Strömung auftreten, kommt es zu einer Verzerrung des Temperaturprofils und eine Temperaturdifferenz ist messbar, welche als Ausgangssignal genutzt wird (Kohl, et al., 2006).

Die erste Zielsetzung ist eine umfassende Charakterisierung des Sensors, um aus diesen Erkenntnissen die Anforderungen an die Auswertelektronik sowie für das Gehäusedesign zu bekommen. Im Betrieb mit konstanter Heizerleistung zeichnet sich der Sensor mit einer hohen Empfindlichkeit und einer kleinen Anstiegszeit im Messbereich der Bewegungsgeschwindigkeit von bis zu $0,4 \frac{m}{s}$ aus. Eine komplexe Regelung für die Heizerspannung, um den Heizer auf konstanter Temperatur zu halten, ist somit nicht notwendig.

Das Design des Strömungssensors ergibt näherungsweise eine Cosinus-Charakteristik des Ausgangssignals hinsichtlich der Strömungsrichtung. Es genügt also zwei Strömungssensoren in getrennte Hohlräume orthogonal zu einander zu positionieren, um die beiden Geschwindigkeitskomponenten (x- und y-Achse) zu erhalten. Daraus lässt sich für die beiden Achsen mit einer passenden Abtastfrequenz die Positionsänderung der PC-Maus bestimmen. Eine aufwändige Signalverarbeitung bzw. ein leistungsstarker Prozessor ist dafür somit nicht notwendig.

Die zweite notwendige Aufgabe ist die Entwicklung eines geeigneten Simulationsmodells für den Sensor mit dem dazugehörigen Hohlraum. Dadurch ist es möglich die optimale Abmessung der Hohlräume zu ermitteln, sowie die Auswirkungen verschiedenerer Toleranzen auf das Verhalten der PC-Maus abzuschätzen. Die Überlegungen können anhand eines simplen zweidimensionalen Modells angestellt werden. Diese Vereinfachung ist insofern gerechtfertigt, weil das Verhältnis von Länge zur Breite bzw. Höhe aller Sensorelemente groß ist. Für die Untersuchung der Winkelabhängigkeit sowie des Strömungsprofils im Hohlraum muss zusätzlich ein dreidimensionales Modell entwickelt werden.

Im nächsten Schritt sollten mit den Ergebnissen der Sensorcharakteristik und den optimalen Abmessungen des Hohlraums eine geeignete Auswertelektronik und Software realisiert werden. Die Membrantemperatursensoren bilden gemeinsam mit den zwei Substrattemperatursensoren eine Wheatstonesche Messbrücke. Diese hat den Vorteil, dass die Brückenspannung als Ausgangssignal der Bewegungsgeschwindigkeit in erster Näherung von der Umgebungstemperatur unabhängig ist.

Der Strömungssensor sowie seine Lage in der Leiterplatte sind mit Toleranzen behaftet. Externe thermische Einflüsse und Alterung des Strömungssensors verursachen weitere Veränderungen in der Ausgangsspannung. Die Auswertelektronik muss somit nicht nur das Sensorsignal erfassen und verstärken, sondern auch dynamisch eine unerwünschte Spannungsverschiebung kompensieren können. Dies sollte mit einer kleinen Anzahl an

Bauelementen zu lösen sein, um die Integrierbarkeit der PC-Maus in ein Gehäuse zu erleichtern.

Die Quantisierung des analogen Signals soll ein Analog-Digital-Konverter (ADC) übernehmen. Die digitalen Rohdaten müssen soweit aufbereitet werden, dass diese der Computer richtig interpretieren kann. Ein Mikrocontroller mit einer passenden Prozessorleistung muss diese Aufgabe ausführen. Die Übertragung der Daten an den Computer wird dabei über den Universal Serial Bus (USB) erfolgen, da diese Schnittstelle sehr verbreitet und entsprechend standardisiert ist.

Abschließend muss die PC-Maus noch in einem geeigneten Messaufbau charakterisiert und die gewonnenen Werte mit den Simulationsergebnissen verglichen werden. Das besondere Interesse gilt dabei der Positionsgenauigkeit, sowie der Geschwindigkeits- und Winkelabhängigkeit. Anhand dieser Ergebnisse sollten zum Schluss noch Verbesserungsvorschläge bezüglich der Funktionalität und Zuverlässigkeit angestellt werden.

2 Strömungssensor

2.1 Funktionsprinzip

Strömungssensoren oder auch Flow-Sensoren genannt, sind eine Klasse von Sensoren die die Strömungsgeschwindigkeit von Medien (Gase oder Flüssigkeiten) messen. Die meisten Sensoren sind nur für eine bestimmte Art von Medium konzipiert und müssen bei jeder Änderung neu kalibriert werden.

Strömungssensoren werden seit langem und besonders in der industriellen Messtechnik eingesetzt. Ein Anwendungsgebiet von modernen thermischen Strömungssensoren liegt z. B. in der Durchflussmessung von Gaszählern (Matter, et al., 2003). Es ist daher verständlich, dass sich im Laufe der Zeit eine Vielzahl von unterschiedlichen Funktionsprinzipien entwickelt hat, wie z.B. (Tränkler, et al., 1998):

- Messflügel
- Wirkdruckunterschied
- Ultraschallanemometer
- Laser-Doppler-Anemometer
- Höhendifferenzverfahren
- Impulsverfahren
- Impfverfahren
- Thermisches Verfahren usw.

Einige dieser Verfahren lassen sich nur im Makro- und oder nur im Mikrobereich effizient anwenden. Makrosensoren haben häufig den Vorteil, dass sie sehr robust sind und auch in mit Schmutzpartikel belasteter Umgebung bestehen können. Mikrostrukturen sind in den meisten Fällen aus Silizium in MEMS-Technologie gefertigt und können mit einem passenden Gehäuse teilweise robust gemacht werden. Ein grundsätzliches Problem von Mikrosensoren ist die Verschmutzung und die ungenügende Selbstreinigung bzw. Reinigbarkeit. Dies führt häufig zu einer einschneidenden Beeinträchtigung in der Messcharakteristik.

Für diese Arbeit war es notwendig einen Sensor zu finden, der eine kleine Abmessung aufweist und die Bewegungsgeschwindigkeit der PC-Maus präzise erfassen kann. Am Institut für Sensor- und Aktuatorssysteme werden miniaturisierte Strömungssensoren entwickelt, die auf dem thermischen Prinzip beruhen (Glaninger, et al., 1999). Um die Vorteile solcher Sensoren an einer ungewöhnlichen aber anspruchsvollen Anwendung zu demonstrieren, wurde im Rahmen dieser Arbeit eine PC-Maus mit einem neuartigen Positionserfassungssystem entwickelt.

Thermische Strömungssensoren bestehen im einfachsten Fall aus einer Wärmequelle (Heizer) und einem oder mehreren Temperatursensoren (Abbildung 2). Aufgrund des Funktionsprinzips kann man sie grundsätzlich in drei Kategorien einteilen (Elwenspoek, 1999):

- Anemometer
- Time-of-flight-Sensor
- Kalorimetrischer Strömungssensor

Ein Anemometer (griechisch „anemos“ für Wind) registriert die Abkühlung eines von dem Medium umströmten Heizers. Die Umströmung bedingt einen Wärmetransport vom Heizer in das umgebende Material, welcher der Strömungsgeschwindigkeit proportional ist. Durch Messung der elektrischen Größen kann man so auf die Strömungsgeschwindigkeit rückschließen.

Bei einem Time-of-flight-Sensor transportiert das strömende Medium durch Konvektion einen Wärmeimpuls vom Heizer zu einem flussabwärts liegenden Temperatursensor. Die Laufzeit dieses Pulses entspricht dabei den bewegten Fluiden. Durch präzise Zeitmessung und ohne rauscharme Auswertelektronik kann man somit auf die Strömungsgeschwindigkeit rückschließen.

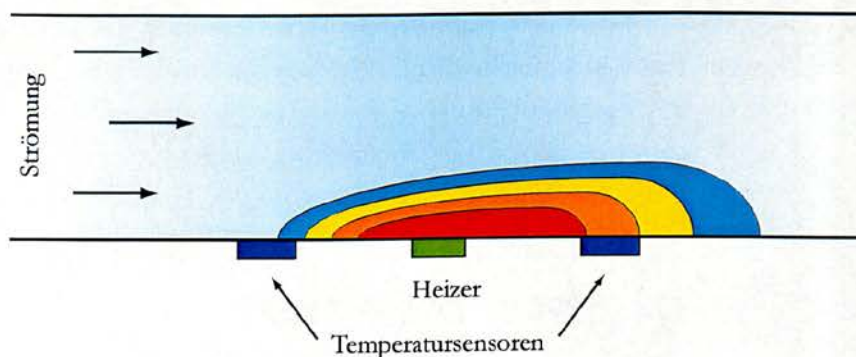


Abbildung 2: Prinzipielle Funktionsweise eines thermischen Strömungssensors mit aufgebracht Sensorelementen in einem Rohr (Schnitt)

Weil die PC-Maus Strömungssensoren nach dem kalorimetrischen Prinzip verwendet, werden diese im Folgenden etwas genauer erörtert.

2.2 Kalorimetrischer Sensor

Der kalorimetrische (lateinisch „calor“ für Wärme) Strömungssensor besteht aus einer Wärmequelle (Heizer) und zwei symmetrisch herum positionierten Temperatursensoren (Abbildung 2). Bei einem ruhenden Fluid bildet sich rund um den Heizer ein symmetrisches Temperaturprofil durch Konduktion aus, sodass die beiden Temperatursensoren die gleiche Temperatur messen. In einem bewegten Medium (in Abbildung 2 von links nach rechts) wird durch Konvektion das Temperaturprofil verzerrt. Der stromaufwärts liegende Sensor wird dabei stärker abgekühlt als der stromabwärts liegende. Die dabei resultierende

Temperaturdifferenz ist proportional zu der Strömungsgeschwindigkeit bzw. den Volumenfluss durch das Rohr. Der Vorteil der Differenzbildung ist, dass die Umgebungstemperatur in erster Näherung nicht in die Messung einfließt.

Der Heizer und die Temperatursensoren sind meistens auf einem Siliziumsubstrat realisiert. Silizium ist mit neuen Technologien relativ einfach zu bearbeiten, hat aber den Nachteil einer sehr hohen thermischen Leitfähigkeit. Dies würde dazu führen, dass die Konduktion durch das Silizium der dominante Wärmeübertragungsprozess sein würde. Die erwünschte Temperaturveränderung durch Konvektion würde nur eine sekundäre Wirkung sein. Daher bettet man die Sensorelemente in eine sehr dünne Membran aus Siliziumnitrid ein, welches auf einem Siliziumsubstrat aufgespannt ist. Je dünner die Membran ist, umso geringer ist der Einfluss durch Konduktion. Dies erhöht die Sensitivität, verschlechtert allerdings die mechanische Stabilität der Membran. Die Miniaturisierung durch die MEMS-Technologie bringt nicht nur hohe Empfindlichkeit und geringen Energieverbrauch mit sich, sondern kann sogar thermische Sensoren erzeugen, welche eine kurze Ansprechzeit in der Größenordnung von einigen Millisekunden haben (Kohl, et al., 1998).

Durch den kleinen Abstand L in Abbildung 3 und der relativ langen Struktur des Heizers bzw. der Temperatursensoren in Längsrichtung (in y -Richtung) ergibt sich eine ausgezeichnete Richtungsabhängigkeit des kalorimetrischen Strömungssensors (Kohl, et al., 1998). Dies ist zwar nicht von Bedeutung, wenn man nur an der Strömungsgeschwindigkeit in einem Rohr interessiert ist, jedoch ist für eine PC-Maus die Richtungsabhängigkeit eine entscheidende Eigenschaft.

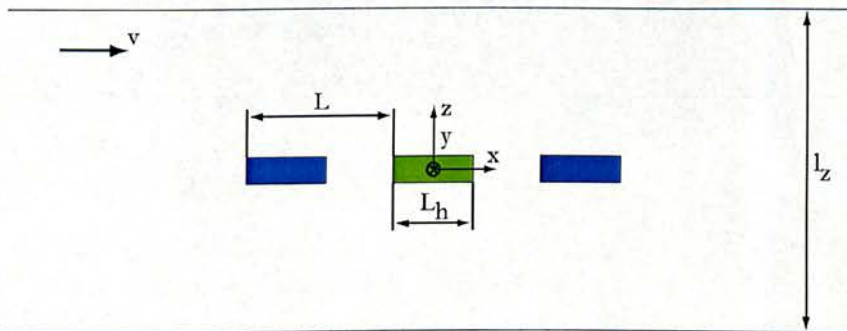


Abbildung 3: Schnittdarstellung eines kalorimetrischen Sensors in einem rechteckigen Strömungskanal

Der kalorimetrische Strömungssensor kann in Abhängigkeit der Heizerversorgung in zwei verschiedenen Betriebszuständen verwendet werden (Glaninger, 1998):

- Heizer mit konstanter Leistung versorgen
- Heizer auf konstante Temperatur halten

Im ersten Betriebsfall ist die Heizerspannung konstant und bei Vernachlässigung der sehr geringen Temperaturabhängigkeit des Heizerwiderstandes ebenso die Heizleistung ($P = \frac{U^2}{R}$). Bei kleinen Strömungsgeschwindigkeiten zeigt der Sensor eine ausgeprägte Empfindlichkeit und einen eindeutigen Zusammenhang zwischen Geschwindigkeit und Temperaturdiffe-

renz. Mit steigender Geschwindigkeit des strömenden Fluids werden die beiden Temperatursensoren durch die Konvektion immer stärker abgekühlt, sodass sich die Temperatursensoren auf die Umgebungstemperatur annähern. Man erreicht damit einen Maximalwert der Temperaturdifferenz und ab der Grenzgeschwindigkeit nimmt diese wieder ab. Für höhere Strömungsgeschwindigkeiten zeigt sich somit eine zweideutige Kennlinie (Glaninger, 1998). In diesem Bereich ist der Strömungssensor folglich unbrauchbar.

Sollte die erwarteten Strömungsgeschwindigkeiten unter dem Grenzwert liegen, ist dieser Betriebsmodus sehr einfach zu realisieren, wobei eine gute Empfindlichkeit und geringe Ansprechzeit gegeben sind. Der Strömungssensortyp „Weit“ hat eine ausgezeichnete Empfindlichkeit sowie ein eindeutiges Ausgangssignal für eine Geschwindigkeit bis zu $2 \frac{m}{s}$ (gemessen in einem rechteckigen Strömungskanal mit einem Querschnitt von $1,2 \times 0,5 mm^2$ (Cerimovic, et al., 2008)). Aus diesem Grund wird auch dieser Sensor mit konstanter Heizleistung in der PC-Maus eingesetzt.

Eine eindeutige Ausgangskennlinie über den vollen Strömungsbereich ergibt sich im zweiten Betriebsfall. Die Heizleistung ist nicht mehr konstant, sondern wird so verändert, dass der Heizer eine konstante Temperatur besitzt. Für diesen Zweck ist eine aufwändige Regelung für die Heizspannung notwendig. Durch einen Regelkreis wird die Spannung so eingestellt, dass sich eine konstante Differenz zwischen der Umgebungstemperatur (entspricht der Mediumtemperatur) und der mittleren Membrantemperatur ergibt, was äquivalent einer konstanten Heizertemperatur ist (Glaninger, 1998). Die mittlere Temperatur wird mit den Membrantemperatursensoren bestimmt. Für die Auswertung der Umgebungstemperatur bracht man jedoch zusätzliche Temperatursensoren, welche auf dem Siliziumsubstrat aufgebracht sind. Der Vorteil dieses Betriebs liegt darin, dass es zu keinen Sättigungsercheinungen kommt und immer ein eindeutiger, aber nicht linearer Zusammenhang von Messwert und Messgröße vorhanden ist. Aufgrund der Verzögerung durch den Regelkreis ist die Ansprechzeit im Gegensatz zum Betriebsmodus mit der konstanten Leistung etwas verzögert (Glaninger, et al., 1999).

Die analytische Untersuchung des kalorimetrischen Sensors erfolgt an einem vereinfachten Modell (Abbildung 3) (Lammerink, et al., 1993). In der Mitte eines rechteckigen Strömungskanals befindet sich ein Heizer. Um den Heizer sind symmetrisch herum stromauf- und stromabwärts Temperatursensoren im Abstand L angebracht. Die Abmessungen des Strömungskanals sind so gewählt, dass von einer laminaren Strömung im ganzen Querschnitt ausgegangen werden kann. Die Ausdehnung der Sensorelemente quer zur Strömungsrichtung ist so groß, sodass in y -Richtung abgesehen vom Randbereich näherungsweise konstante Temperatur angenommen werden kann. In z -Richtung wird hingegen der Einfachheit halber ein linearer Temperaturverlauf von der Mitte aus angesetzt. Die Kanalwände als auch das hineinströmende Fluid befinden sich dabei auf der Umgebungstemperatur T_u .

Durch diese Annahmen ist es möglich die stationäre Wärmeleitungsgleichung auf eine einfache eindimensionale Differenzialgleichung zu reduzieren (Formel 1). Dabei wird nur der Temperaturverlauf entlang der x -Achse ausgewertet. Die Formel 1 setzt sich dabei aus drei Anteilen zusammen, wobei der erste Teil den konduktiven Wärmetransport in das Medium darstellt. Der zweite Term gibt den konvektiven Wärmetransport durch das strömende

Fluid an und der letzte Anteil stellt die Leistungsdichte dar, die sich aus der Annahme des linearen Temperaturverlaufs zu den Wandflächen des Rohres ergibt.

$$k \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} T - \rho \cdot c_p \cdot v \cdot \frac{\partial}{\partial x} T - \frac{k}{l_z^2} \cdot T = 0$$

Formel 1: Eindimensionale stationäre
Wärmeleitungsgleichung

Mit einem einfachen exponentiellen Ansatz für die homogene Differenzialgleichung erhält man zwei Eigenwerte (Formel 2). Die Eigenwerte zeigen eine ausgeprägte Abhängigkeit von der Strömungsgeschwindigkeit v , aber auch von der Temperaturleitfähigkeit $a = \frac{k}{\rho \cdot c_p}$ des Mediums. Das Temperaturprofil unterscheidet sich daher bei gleicher Geschwindigkeit von Medium zu Medium.

$$\lambda_{1,2} = \frac{v}{2 \cdot a} \pm \sqrt{\left(\frac{v}{2 \cdot a}\right)^2 + \frac{1}{l_z^2}}$$

Formel 2: Eigenwerte der Wärmeleitungsgleichung

Für die vollständige Lösung des Temperaturverlaufes müssen noch die Randbedingungen festgelegt werden. Bei $x = -\infty$ und $x = \infty$ soll die Umgebungstemperatur T_U vorherrschen. Am Heizer ist bei $x = \frac{L_H}{2}$ und $x = -\frac{L_H}{2}$ die Heizertemperatur T_H ausschlaggebend. Die Ergebnisse sind in Formel 3 zusammengefasst. Der Heizer wird je nach Betriebsart auf eine konstanten Heizertemperatur ΔT_H oder konstante Leistung P_{el} gesetzt.

Die Abkühlung des Heizers ist durch zwei Mechanismen bedingt (Formel 3 im mittleren Bereich). Der erste Teil im Nenner stammt aus dem konvektiven Wärmeabtransport durch das strömende Medium. Dies wird durch die Wärmeleitfähigkeit k , Querschnittsfläche $l_z \cdot l_y$ und den Eigenwerten $\lambda_{1,2}$ der Differenzialgleichung ausgedrückt. Der zweite Anteil entsteht durch konduktive Wärmeabgabe an das umgebende Medium. Die Leistung P_{el} gibt dabei die durch den Heizer zugeführte elektrische Leistung an.

$$T = \begin{cases} (T_H - T_U) \cdot e^{\lambda_1 \cdot (x + \frac{L_H}{2})} + T_U, & -\infty < x < \frac{-L_H}{2} \\ \frac{P_{el}}{k \cdot l_z \cdot l_y \cdot (\lambda_1 - \lambda_2) + k \cdot L_H \cdot \frac{l_y}{l_z}} + T_U, & \frac{-L_H}{2} \leq x \leq \frac{L_H}{2} \\ (T_H - T_U) \cdot e^{\lambda_2 \cdot (x - \frac{L_H}{2})} + T_U, & \frac{L_H}{2} < x < \infty \end{cases}$$

Formel 3: Lösungen der Wärmeleitungsgleichung

Eine Auswertung der Formel 3 über die x-Achse ergibt Abbildung 4. In der Mitte sitzt hierbei der Heizer, der mit einer konstanten Leistung betrieben wird ($P_{el} = konst$). Ein horizontaler Verlauf der Heizertemperatur ist in der Mitte fast nicht zu erkennen, weil die Heizermessung L_H im Vergleich zum gesamten Auswertungsbereich sehr klein ist. Beim ruhenden Fluid bildet sich ein symmetrisches Temperaturprofil aus (erste Kurve oben). Die

Temperatur nimmt dabei auf beiden Seiten gleichmäßig ab. Wenn nun eine Strömung von links nach rechts eingeprägt wird, kommt es zu einer Abkühlung des Sensors und Verzerrung des Temperaturprofils.

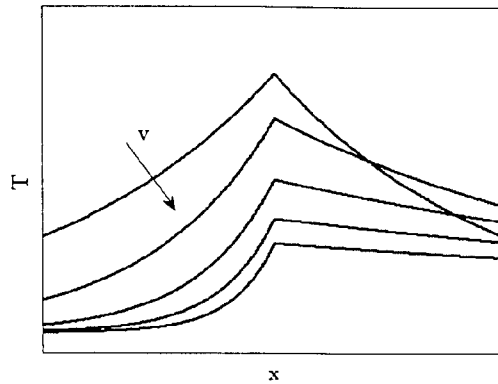


Abbildung 4: Auswirkungen der unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten auf das Temperaturprofil bei konstanter Heizleistung

Wertet man in einer bestimmten Entfernung L links und rechts vom Heizer die Temperatur aus, kann daraus die Temperaturdifferenz, als eigentliches Ausgangssignal in Abhängigkeit der Strömungsgeschwindigkeit gewonnen werden (Abbildung 5). Bei kleinen Strömungsgeschwindigkeiten ergibt sich dabei eine große Steigung der Kennlinie, was für eine gute Sensorempfindlichkeit verantwortlich ist. Bei großen Strömungsgeschwindigkeiten hingegen wird die konvektive Abkühlung so stark, sodass die Steigung der Kennlinie wieder abnimmt. Wegen der zweideutigen Kennlinie ist die Auswertung der Strömungsgeschwindigkeit nicht mehr möglich. Ist die maximale Fluidgeschwindigkeit, wie im Falle der PC-Maus, von Beginn an auf einen Bereich unter der Grenzgeschwindigkeit begrenzt, ist dieser Betriebsmodus zu bevorzugen, weil dieser ohne großen Schaltungsaufwand realisierbar ist.

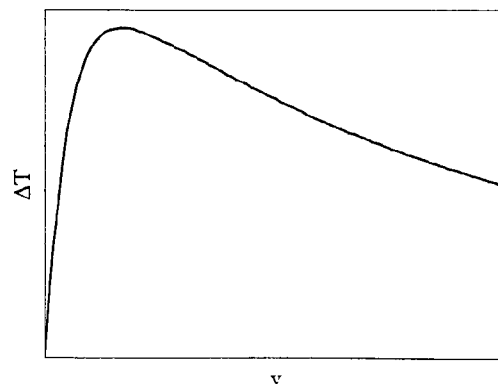


Abbildung 5: Temperaturdifferenz des kalorimetrischer Strömungssensors bei konstanter Leistung

Setzt man die Temperatur des Heizers fest, ergibt sich die Ausgangskennlinie nach Abbildung 6. Dieser Betriebsfall kann technisch durch eine Regelung realisiert werden. Mathe-

matisch ist dieser Fall durch die Fixierung von ΔT in Formel 3 zu erreichen. Im ganzen Geschwindigkeitsbereich ist der Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsgröße nun eindeutig. Die Empfindlichkeit ist allerdings wesentlich vermindert. Diese Betriebsart wird dort eingesetzt, wo ein breiter Geschwindigkeitsbereich zu erwarten ist. Entsprechend höher ist auch der schaltungstechnische Aufwand, welcher für die Regelung der Heizertemperatur notwendig ist.

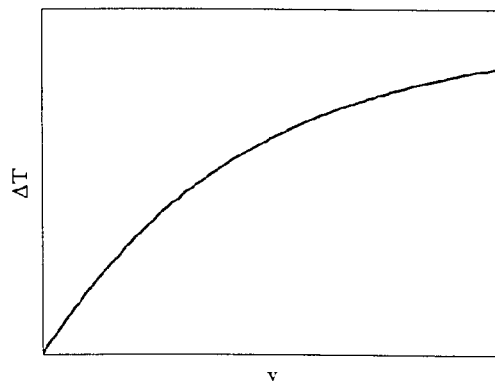


Abbildung 6: Temperaturdifferenz des kalorimetrischen Strömungssensors bei konstanter Temperatur

2.3 Sensoraufbau

2.3.1 Layout

Für diese Arbeit wurden zwei verschiedene Typen von Strömungssensoren untersucht, wobei beide auf dem kalorimetrischen Messprinzip beruhen. Die äußeren Abmessungen der zwei Sensoren sind mit $4000 \times 2000 \mu\text{m}$ identisch. Der Unterschied zwischen den beiden Strömungssensoren liegt in der Membrangröße und dem Abstand von Heizer zu den Temperatursensoren (Abbildung 7 und Abbildung 8).

Die Aufsicht auf die Sensoren in Abbildung 7 bzw. Abbildung 8 zeigt mit der hellgrünen Umrandung den Membranbereich an. Die Membran wird durch eine Ätzung von der Waferückseite realisiert. Durch den anisotropen Ätzvorgang entsteht ein Hohlraum in Form eines Pyramidenstumpfs, was durch die hellgrünen strichlierten Linien angedeutet wurde.

Bei den Temperatursensoren (blaue Elemente in Abbildung 7 und Abbildung 8) handelt es sich um Temperatursensoren aus amorphem Germanium. Im einfachsten Fall sind nur zwei Temperatursensoren auf der Membran (Membrantemperatursensoren) rund um den Heizer notwendig. Die Temperatursensoren am Rand (Substrattemperatursensoren) messen die mittlere Umgebungstemperatur, welche mit der Temperatur des strömenden Mediums übereinstimmt (Glaninger, 1998). Diese Sensoren werden wegen der hohen thermischen Leitfähigkeit des Siliziumsubstrats durch den Heizer kaum beeinflusst. Die vier Temperatursensoren werden in einer Wheatstoneschen Messbrücke zusammengeschaltet,

wobei die Brückenspannung mit der Temperaturdifferenz der Membrantemperatursensoren korrespondiert.

Der Heizer ist in den Abbildung 7 bzw. Abbildung 8 braun eingezeichnet und muss wie auch die Temperatursensoren mit der Leiterplatte elektrisch verbunden werden. Dies erfolgt durch unterschiedliche Metallschichten, die hier gelb eingezeichnet sind. Am Ende der metallischen Leiterbahnen sitzen Bonding-Flächen, die eine Verbindung mittels Bonding-Drähte mit einer Leiterplatte schaffen.

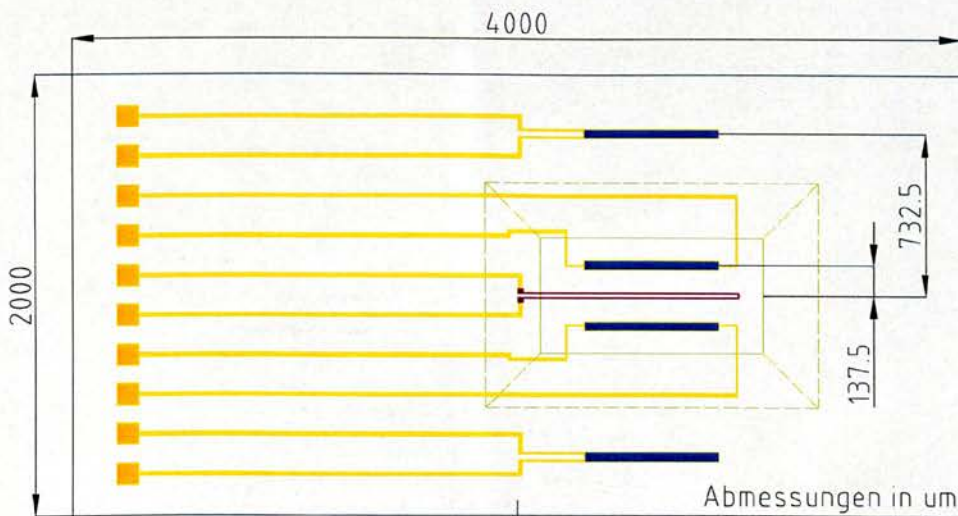


Abbildung 7: Aufsicht des Strömungssensortyps „Weit“

Eine detaillierte Darstellung des Heizers und der Temperatursensoren auf der Membran ist in Abbildung 9 gegeben. In der Mitte befindet sich der U-förmige Heizer der aus Chrom besteht. Diese Form wurde so gewählt, um den Anschluss zu den Bonding-Flächen nur auf einer Seite zu erreichen. Chrom zeigt bei einer Erhöhung der Temperatur einen Anstieg des elektrischen Widerstandes. Wird der Heizer an eine Spannungsquelle angeschlossen, so kommt es bei steigender Temperatur zu einer Abnahme des Stroms. Es stabilisiert sich der Strom und eine Selbsterstörung des Heizers durch Eigenerwärmung ist somit nicht möglich.

Für die Auswertung der Strömungsgeschwindigkeit sind die Temperatursensoren auf der Membran von besonderer Wichtigkeit. Es würden sich hier verschiedene Sensortypen eignen, aber nur Temperatursensoren aus amorphen Germanium zeigen hinsichtlich Ansprechzeit, relativer Genauigkeit, Langzeitstabilität, geringer Wärmekapazität, keiner Piezoresistivität und Miniaturisierbarkeit die besten Ergebnisse (Kohl, et al., 1998). Die geringe Drift des Widerstandswertes von ungefähr $1 \frac{\%}{\text{Jahr}}$ garantiert eine Langzeitstabilität (Glaninger, 1998). Bei einer gleichmäßigen Alterung aller Temperatursensoren ergibt sich in einer Wheatstoneschen Messbrücke keine Auswirkung hinsichtlich einer Spannungsverschiebung des Ausgangssignals (siehe *Brückenschaltung*).

Für eine große Steilheit der Ausgangskennlinie in Abhängigkeit von der Strömungsgeschwindigkeit ist ein hoher Temperaturkoeffizient erforderlich. Dieses ist für Temperatursensoren aus amorphem Germanium mit einem Temperaturkoeffizienten von $-2 \frac{\%}{\text{K}}$ gut

erfüllt (Kohl, et al., 1998). Der negative Temperaturkoeffizient (NTC) entsteht durch einen dominierenden Transportmechanismus (Mott variable range hopping (Mott, et al., 1979)). Diese NTC-Charakteristik hat aber besondere Nachteile bei der Messung des Temperatursensorwiderstandes mit einer konstanten Spannungsquelle. Durch Eigenerwärmung vermindert sich der Widerstand und der Strom und die Eigenerwärmung nehmen zu. Folglich ist eine Selbsterstörung des Temperatursensors ohne Strombegrenzung möglich. Im Abschnitt *Brückenversorgung* und *Umgebungstemperatur* kommen diese Aspekte kurz zur Betrachtung.

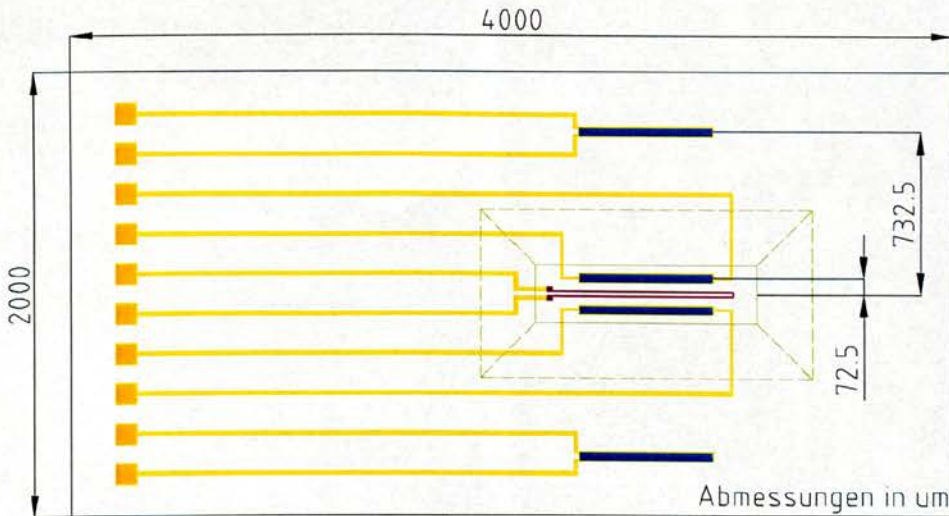


Abbildung 8: Aufsicht des Strömungssensortyps „Schmal“

Das amorphe Germanium zeigt einen spezifischen Widerstand von ungefähr $5\Omega m$ (Kohl, et al., 1998). Dieser Wert ist aber sowohl durch die technologischen Randbedingungen beim Auftragen der Schicht, als auch durch die nachfolgenden Wärmeprozessschritte bedingt, weil das amorphe Germanium bei einer bestimmten Temperatur teilweise in kristalline Form übergeht. Um keinen zu großen Widerstandswert der Temperatursensoren zu erhalten, wird auf das amorphe Germanium eine Metallschicht mit Interdigitalkontakten aufgebracht (Abbildung 9). Die Wärmebehandlung hat den Vorteil, dass eine Einstellung des Widerstandwertes nachträglich möglich ist. Bei einem zu hohen Widerstandwert und mit einer Zusammenschaltung in einer Wheatstoneschen Messbrücke kann es durch einen Messstrom zu einem erhöhten Spannungsversatz in der Brückenspannung kommen (siehe *Brückenschaltung*).

Ein Nachteil der Temperatursensoren aus amorphem Germanium ist ihre schlechte absolute Genauigkeit. Es zeigt sich, dass durch die Eigenerwärmung ein systematischer Messfehler auftritt. Bei einer Messspannung von $1V$ in Luft kann dieser bis zu $0,2K$ betragen (Kohl, et al., 1998). Bei dem Strömungssensor wird die Temperaturdifferenz der beiden Membrantemperatursensoren ausgewertet und deshalb ist nur die relative Temperaturauflösung von Bedeutung. Die relative Temperaturgenauigkeit ist im Prinzip nur vom thermischen Widerstandsrauschen begrenzt.

Durch Druckschwankungen kommt es zu einer leichten Deformation der Membran. Diese Schwankungen müssen unterhalb der zulässigen Zugfestigkeit der Membran liegen, um

eine Zerstörung zu vermeiden. Bei kleinen Druckänderungen entstehen Verformungen, die sich auf den Widerstand durch Piezoresistivität auswirken könnten. Amorphes Germanium zeigt jedoch hinsichtlich mechanischer Spannung keine Widerstandsveränderung, was in diesem Fall einen Vorteil darstellt (Kohl, et al., 1998).

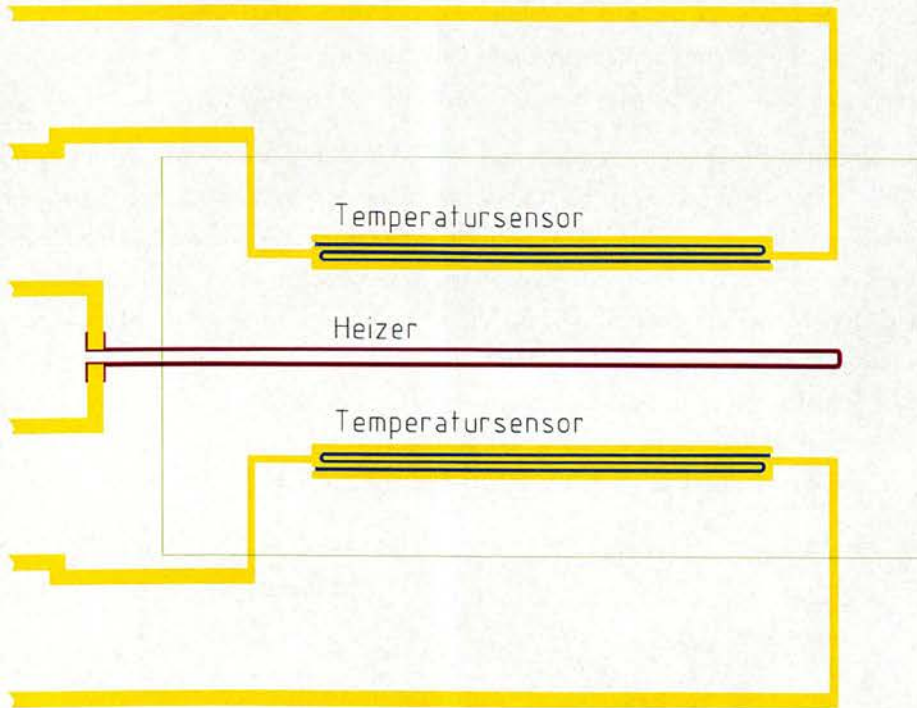


Abbildung 9: Heizer und Temperatursensoren in der Detailansicht

2.3.2 Prozessablauf

Als Grundmaterial dient ein Siliziumwafer mit einer Dicke von $350\mu\text{m}$. Dieser Wafer ist vom Hersteller mit einer Siliziumoxid- und Siliziumnitridschicht beaufschlagt (Abbildung 10). Das Siliziumoxid wurde dabei thermisch und das Siliziumnitrid mit LPCVD-Technologie auf beiden Seite aufgetragen. Die beiden Schichten sind für die Eigenschaften der Membran von besonderer Bedeutung. Es zeigt sich, dass durch Änderung des Schicht-dickenverhältnisses eine Membran entsteht, die unter Zug oder Druck stehen kann (Jachimowicz, 2009). Bei der angegebenen Schichtkombination ergibt sich eine Membran unter Zug.

Der erste Prozessschritt besteht aus einer gewöhnlichen Lithographie mit der erforderlichen Maske. Einen Fotoumkehrlack (AZ5214) trägt man mit dem Spinner bei $3000\frac{\text{U}}{\text{min}}$ auf. Die Aushärtung erfolgt innerhalb von 5min bei 100°C . Um die Verklebung der Maske mit dem Wafer zu vermeiden, kommt zusätzlich noch eine Schicht Aquatar-Lack darauf. Die Aushärtung ist genauso wie beim Fotolack durchzuführen. Die Belichtung erfolgt danach mit nur 2sek bei Vakuumkontakt. Nach einer Wärmebehandlung von 2min auf der Heizplatte bei 120°C geschieht noch eine Flutbelichtung. Mit diesem Schritt erzeugt man die für den Lift-Off-Prozess erforderliche Kantenform der Strukturen (Negativlack entsteht). Nach dem Entwickeln mit 55sek und gründlicher Reinigung kommt unter Hochvakuum

eine Chromschicht auf den Wafer. Mit einer folgenden Lift-Off-Technik (Auflösen des Fotolacks mit Aceton) löst man die nicht erwünschten Chrombereiche ab und erhält damit die Struktur des Heizers (Abbildung 10, Stapel 3).

Im nächsten Lithographieschritt erzeugt man die freien Bereiche für die Temperatursensoren. Die Prozessparameter sind dabei identisch zum letzten Schritt. Das Auftragen von Germanium geschieht ebenfalls in einer Aufdampfanlage und die Entfernung der restlichen Bereiche über die Lift-Off-Technik (Abbildung 10, Stapel 2).

Die folgenden Prozessschritte erzeugen die Strukturen in Abbildung 10 und sind als Stapel 1 und 4 dargestellt. Der Stapel 1 tritt bei den Interdigitalverbindungen von den Temperatursensoren auf. Beim Stapel 4 handelt es sich um eine Verbindung des Heizers mit den Leiterbahnen. Zu Beginn wird wieder eine Lithographie mit einem Umkehrlack und der passenden Maske durchgeführt. Im Anschluss erfolgt in einer Aufdampfanlage die Abscheidung von drei verschiedenen Metallen. Als erste Schicht kommt Titan auf den Wafer. Diese Schicht soll verhindern, dass eine Diffusion von Gold erfolgt und dient auch als Haftvermittler (Jachimowicz, 2009). Die nächsten Schichten bestehen aus Gold und Chrom. Mit dem abschließenden Lift-Off-Prozess entstehen die Leiterbahnen.

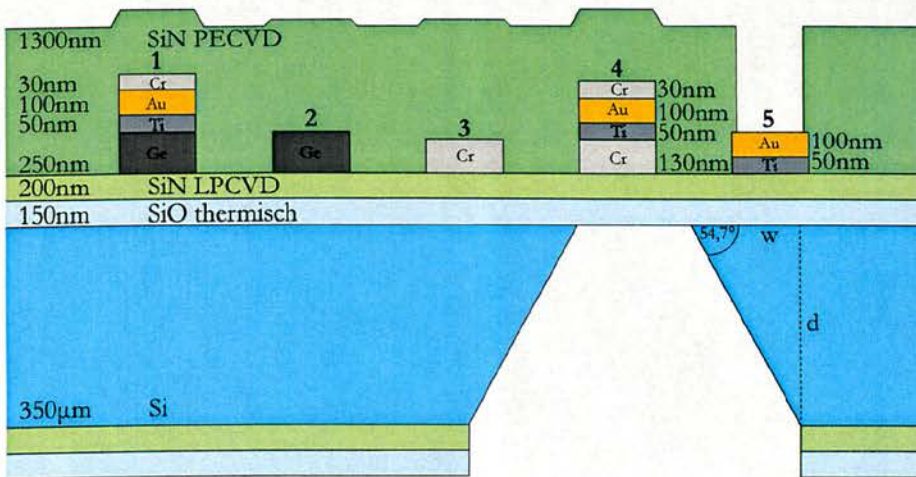


Abbildung 10: Schichtenaufbau des Strömungssensors
(Schnittdarstellung an den jeweiligen Bereichen)

Die nun aufgetragenen Elemente können leicht oxidieren und verschmutzt werden. Es ist daher notwendig die Oberfläche mit einer Siliziumnitridschicht zu schützen. Diese Schicht wird mit PECVD-Technologie aufgetragen, weil die Prozesstemperaturen niedrig sind und es somit zu keiner vorzeitigen Rekristallisation der amorphen Germaniumschicht kommen kann. In der Abbildung 10 wird angedeutet, dass die Siliziumnitridschicht nicht vollständig konform abgeschieden wird. In der Realität ist diese obere Schicht wesentlich welliger und die darunterliegenden Strukturen zeichnen sich deutlich ab.

Desweiteren wird mit einem Positivlack (AZ 6624, $3000 \frac{u}{min}$ auf dem Spinner und $5min$ bei $100^{\circ}C$ aushärten) die Rückseite beschichtet. Eine zusätzliche Schicht mit Aquatar ist für das problemlose Entfernen der Maske ebenfalls erforderlich. Wenn durch die Lithographie ein Fenster auf der Rückseite freigelegt worden ist, ätzt man mit dem reaktiven Ionenätzen

(RIE) Öffnungen in die Siliziumnitrid- und Siliziumoxidschicht. Dies ist erforderlich, um in einem weiteren Prozess die Rückseitenätzung durchzuführen zu können.

Im nächsten Prozessschritt erzeugt man noch die Bonding-Flächen (Abbildung 10, Stapel 5). Die Chromschicht ist dabei vom Gold mit einer entsprechenden Ätze (Ammoniumcernitrat und Salpetersäure) zu entfernen. Die freie Goldschicht ist notwendig um eine gute Verbindung mit den Bonddrähten aus Gold zu bekommen. Das Entfernen der oberen Chromschicht geschieht zuerst mit einem Lithographieprozess. Mit der RIE erzeugt man die notwendigen Öffnungen in der Siliziumnitrid- bzw. Siliziumoxidschicht und ätzt anschließend die Chromschicht weg.

Für die Einstellung des Widerstandes der Temperatursensoren kommt der Wafer für jeweils 3h bei 100°C, 130°C und 150°C in einen Ofen. Dies verursacht die Rekristallisation des Germaniums und der Widerstand vergrößert sich damit auf den gewünschten Wert.

Mit einer anisotropen Ätzung (Kaliumhydroxid) erzeugt man die Membran. Die Oberfläche für den Ätzvorgang wurde in einem vorhergehenden Prozessschritt schon strukturiert. Bei der Verwendung eines (100) orientierten Wafers können damit Überhänge (siehe Abbildung 10) von $w = \frac{d}{\tan(54,7^\circ)}$ realisiert werden (Büttgenbach, 1994). Die Ätzung stoppt an der oberen Siliziumoxidschicht und damit entsteht eine sehr einheitliche Dicke der Membranschicht.

Die Prozessierung des Wafers ist damit abgeschlossen. Abschließend wird der Wafer gesägt und die einzelnen Sensoren gereinigt und aussortiert.

2.3.3 Geometrische Verschiebung

Eine mikroskopische Aufnahme der prozessierten Strömungssensoren ist in den Abbildung 11 für den Typ „Weit“ und Abbildung 12 für den Typ „Schmal“ gegeben. In den Abbildungen ist nur die Membran mit dem Heizer und den Temperatursensoren zu sehen.

Die Abmessungen von der Membrankante zu den Temperatursensoren zeigen, dass es bei der Prozessierung zu einem ungewollten Versatz gekommen ist. Diese Verschiebung entsteht durch eine Fehljustierung der Maske bei der Rückseitenbelichtung. Dieser Prozessschritt ist notwendig, um das Siliziumsubstrat vor der Rückseite zu ätzen und die Membran zu bilden.

Die geometrische Asymmetrie zieht auch eine störende thermische Asymmetrie mit sich. In Abbildung 11 erwärmt sich der obere Temperatursensor bedingt durch die größere Entfernung (niedrigeren thermischen Leitwert) zum Substrat wesentlich mehr, als der untere Temperatursensor. Beim Einbau in eine Wheatstonesche Messbrücke führt das zu einem systematischen Fehler. Durch aufwändige Kompensationsmaßnahmen lässt sich zweifelsohne der Spannungsversatz korrigieren. Die geometrische Verschiebung verursacht jedoch zusätzlich eine unterschiedliche Steigung der Ausgangskennlinie (Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Strömungsgeschwindigkeit) für die positive und negative Rich-

ung. In der Messelektronik muss daher für jede Richtung eine Umrechnung in die reale Strömungsgeschwindigkeit (siehe *Datenerfassung*) geschehen.

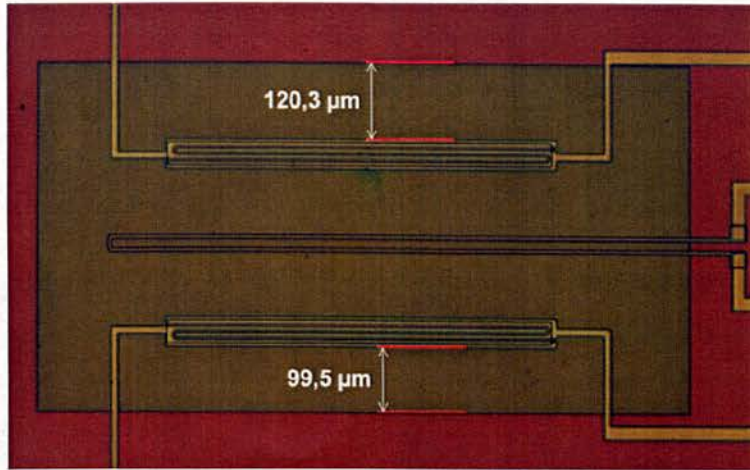


Abbildung 11: Mikroskopaufnahme von Typ „Weit“ mit geometrischer Verschiebung

Alle verwendeten Sensoren stammen aus dem gleichen Wafer. Bei einer Vermessung von 23 Strömungssensoren des Typs „Weit“ konnte ein Mittelwert der Verschiebung von $10,0\mu\text{m}$ mit einer Standardabweichung von $1,14\mu\text{m}$ gemessen werden. Der Typ „Schmal“ zeigt bei einer Vermessung von 12 Stück einen Mittelwert von $7,6\mu\text{m}$ mit einer Standardabweichung von $2,71\mu\text{m}$. Die Abweichungen vom Mittelwert sind eher auf die Ungenauigkeit bei der Messung zurückzuführen, als auf die tatsächliche Verschiebung.

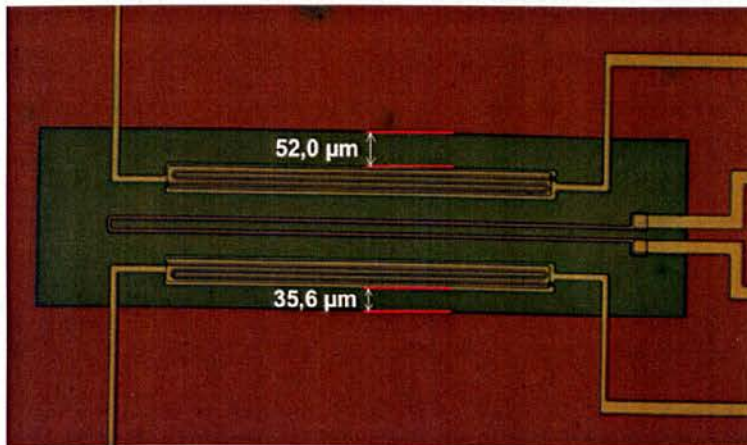


Abbildung 12: Mikroskopaufnahme von Typ „Schmal“ mit geometrischer Verschiebung

Die dominierende geometrische Verschiebung und der daraus folgende Versatz in der Brückenspannung kann auch positiv verwertet werden. Denn bei den verwendeten Sensoren handelt es sich um Prototypen mit nicht idealen Prozessparametern und geometrischen Fehlern. In einer industriellen Fertigung sind diese Ungenauigkeiten um ein vielfaches kleiner. Mit dieser Arbeit konnte gezeigt werden, welche Ungenauigkeiten des Sensors durch eine maßgeschneiderte Messelektronik und zugehörige Software ausgeglichen werden können.

2.4 Kennlinien

Für die Aufzeichnungen der Temperatur-Widerstandskennlinien des Heizers und der Temperatursensoren klebt man den Strömungssensor auf einer vorbereiteten Leiterplatte auf und bondet diesen mit den Kontaktstellen. Die weiterführenden Leitungen werden mit einem Ohmmeter (Agilent 34410A) verbunden. Bei unterschiedlichen Messbereichen des Ohmmeters ist der eingeprägte Strom ebenfalls abweichend (Agilent 34410A, 2006). Für die Aufnahme der Kennlinie ist ein besonders niedriger Strom notwendig, um die Eigenwärmung der Elemente minimal zu halten. Der Messbereich ist somit immer um eine Stufe höher gewählt worden, als optimal wäre. Nachteilig dabei ist die geringere Auslösung des Messgerätes.

Der Strömungssensor und ein hochempfindlicher PT100-Temperatursensor wurden für die Messung in eine Klimakammer gebracht. Der Temperaturbereich der Messung erstreckt sich dabei von 299,15 – 335,65K.

2.4.1 Heizer

Der Heizer besteht aus Chrom und zeichnet sich wie viele Metalle durch eine lineare Temperatur-Widerstandskennlinie aus. In Abbildung 13 zeigen die roten Kreuze die Messpunkte und die blaue Linie eine mittels Least-Square-Methode (LS) gewonnene Approximation an (siehe *Anhang B*). Die Approximation (Formel 4) hat besondere Bedeutung, weil damit die Abhängigkeit des Heizerwiderstandes von der Temperatur im Simulationsmodell berücksichtigt werden kann.

Bei der Messung wurde ein Messstrom von 100µA verwendet. Dies entspricht einer Leistung von 30µW bei einer Umgebungstemperatur von 298,15K. Im normalen Betrieb nimmt der Heizer eine Leistung von 3mW auf. Durch die geringe Leistungsaufnahme kann man die Selbsterwärmung beim Messen vernachlässigen.

In der Abbildung 13 sind auch einige deutliche Messwertausreiser zu erkennen. Die maximale Abweichung von approximierter zu gemessener Kurve beträgt jedoch nur 2,5Ω. Dies entspricht einem maximalen Relativfehler von 0,09%, bezogen auf den Widerstand bei der niedrigsten gemessenen Temperatur von 299,15K.

$$R_{\text{Heizer}} = 1,8501 \frac{\Omega}{K} \cdot T + 2398\Omega$$

Formel 4: LS-approximierte Temperatur-Widerstandskennlinie des Heizers

Die Strömungssensoren von Typ „Schmal“ und „Weit“ wurden auf dem gleichen Wafer prozessiert und beide haben somit ähnliche Widerstandswerte (gleicher Temperaturkoeffizient). Eine Messung von 15 Sensoren zeigt einen mittleren Widerstand von 3017Ω bei 298,15K mit einer Standardabweichung von 313Ω an.

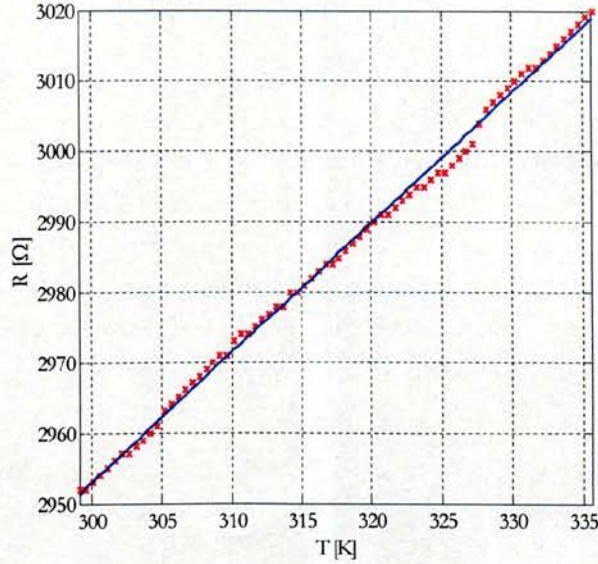


Abbildung 13: Temperatur-Widerstandskennlinie des Heizers

2.4.2 Temperatursensoren

Die Temperatursensoren sollten sich sowohl bei der Aufnahme der Kennlinie als auch im normalen Betrieb nicht durch Eigenerwärmung aufheizen. Im Betrieb wird eine Spannung von jeweils $0,5V$ an die Temperatursensoren angelegt. Dies entspricht einer Leistung von $2\mu W$ bei einer Raumtemperatur von $298,15K$ (Auswirkungen siehe Abschnitt *Umgebungstemperatur*). Bei der Aufzeichnung der Kennlinie ist ein Messstrom von $500nA$ eingesetzt worden, was einer maximalen Leistung von $30nW$ bei Raumtemperatur entspricht. Die Eigenerwärmung der Temperatursensoren durch die Messung ist sehr gering und kann daher vernachlässigt werden.

In Abbildung 14 sind die Messwerte und die LS-approximierte Kennlinie eines Membrantemperatursensors dargestellt. Es handelt sich hierbei um einen exponentiellen Verlauf. Durch die Auswertung der LS-Approximation (siehe *Anhang B*) ergibt sich die Formel 5 in der Form $R_0 \cdot e^{\frac{1}{\alpha}T}$, wobei α der Temperaturkoeffizient ist, R_0 den Widerstandswert bei $0K$ darstellt und T in Kelvin angegeben wird.

$$R_{Mem} = 3,913 \cdot 10^7 \Omega \cdot e^{\frac{1}{51,93K}T}$$

Formel 5: LS-approximierte Temperatur-Widerstandskennlinie des Membrantemperatursensors

Die Differenz von approximierter Kennlinie (Formel 5) und den Messwerten ergibt einen maximalen Absolutfehler für den Membrantemperatursensor von 525Ω . Dies entspricht einem maximalen Relativfehler von nur $0,66\%$ (bezogen auf den Widerstand bei der höchsten gemessenen Temperatur von $335,65K$).

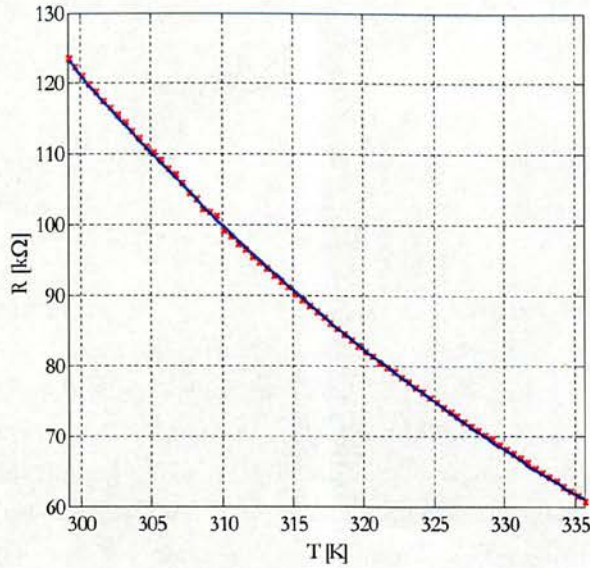


Abbildung 14: Temperatur-Widerstandskennlinie des Membrantempersensors

Ähnlich verhält es sich mit den Substrattemperaturesensoren (Abbildung 15). Der Vergleich mit der LS-Approximation (Formel 6) gibt dabei ein maximaler Absolutfehler von 1399Ω an. Der Relativfehler bezogen auf den Widerstandswert bei $335,65K$ beträgt dabei $1,8\%$.

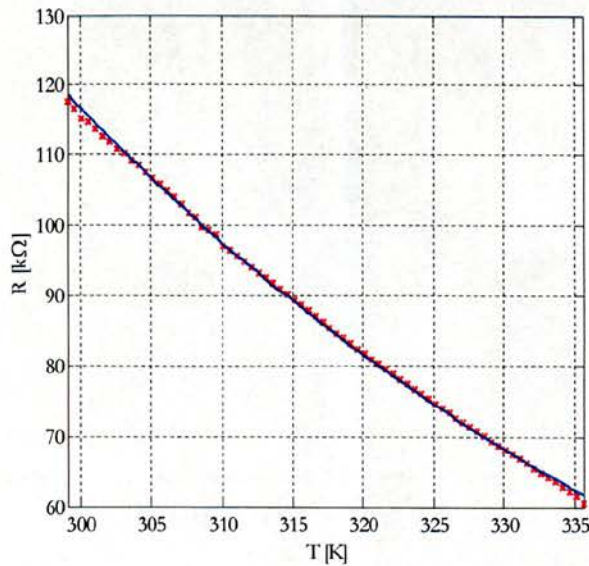


Abbildung 15: Temperatur-Widerstandskennlinie des Substrattemperaturesensors

In Formel 5 und Formel 6 sind geringe Unterschiede vorhanden, welches auf die grundsätzliche Toleranz der Widerstände zurückzuführen ist. Bei den Strömungssensoren vom Typ „Weit“ und „Schmal“ wurden insgesamt 23 Sensoren ohne eingeschalteten Heizer auf der Membran gemessen. Es hat sich ein Widerstandswert von $125,778k\Omega$ bei $298,15K$ (Raumtemperatur) mit einer Standardabweichung von $2,285k\Omega$ ergeben.

$$R_{Sub} = 2,537 \cdot 10^7 \Omega \cdot e^{-\frac{1}{55,76K} T}$$

Formel 6: LS-approximierte Temperatur-
Widerstandskennlinie des Substrattemperatursensors

2.4.3 Strömungssensor

Der Strömungssensor vom Typ „Weit“ wurde zur Aufnahme der Sensorkennlinie in eine Leiterplatte integriert, sodass die Sensor- und Leiterplattenoberfläche auf gleicher Ebene liegen und in einen rechteckigen Strömungskanal eingebaut (siehe Abbildung 16 (Cerimovic, et al., 2009)). Der Rand des Kanals ist dabei bündig mit der Sensoroberfläche. Der Strömungskanal ist 1,2mm breit und 0,5mm hoch. Abbildung 17 zeigt den schematischen Querschnitt (in Strömungsrichtung durch die Kanalmitte und senkrecht zur Membran) des Sensors im Kanal. Im Strömungskanal bildet sich vertikal ein Geschwindigkeitsprofil aus, welches annähernd die Form einer Parabel (angedeutet durch die rote Kurve) annimmt (Schlichting, et al., 2005). Die Strömungsgeschwindigkeit ist dabei an den Rändern exakt Null und erreicht in der Mitte des Kanals ihren Maximalwert.

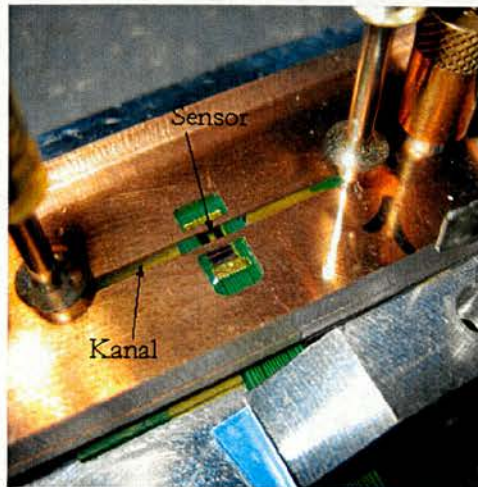


Abbildung 16: Messaufbau mit einem Strömungssensor
in einem rechteckförmigen Kanal

Als strömendes Medium wurde Stickstoff (N_2) eingesetzt, weil damit jede Messung ein reproduzierbares Ergebnis liefert. Den Volumenstrom kann man über einen computergesteuerten Flow-Controller leicht einstellen. Durch eine Umrechnung ist es möglich die mittlere Strömungsgeschwindigkeit im Kanal zu bekommen.

Hält man die Spannung am Heizwiderstand konstant (dies entspricht näherungsweise einem Betrieb mit konstanter Heizleistung) und variiert den Volumenstrom (dieser ist proportional der Strömungsgeschwindigkeit) erhält man die in Abbildung 18 blau eingezeichnete Ausgangskennlinie des Strömungssensors (Cerimovic, et al., 2009). Für eine mittlere Strömungsgeschwindigkeit unter ungefähr $2 \frac{m}{s}$ ergibt sich eine steile Ausgangskennlinie und somit eine ausgezeichnete Empfindlichkeit. Bei höherer Geschwindigkeit wird die Membran durch Konvektion zunehmend gekühlt, sodass bei konstanter Wärmezufuhr das Aus-

ganssignal ein Maximum erreicht. Wegen der Zweideutigkeit der Kennlinie ist eine sinnvolle Auswertung des Sensorsignals nicht mehr möglich.

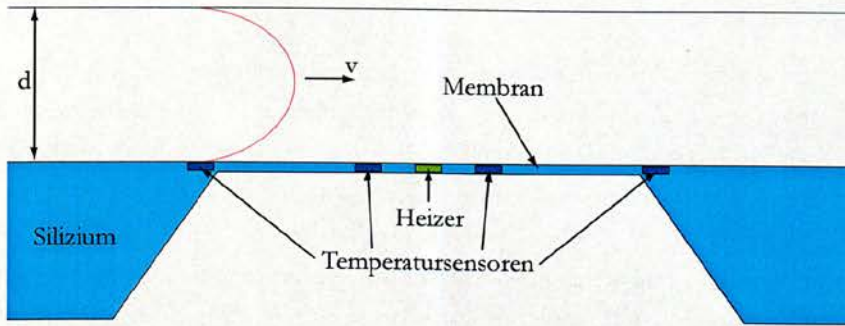


Abbildung 17: Querschnitt durch den Kanal und schematisch dargestellten Sensor (Kanalhöhe $d=0,5\text{mm}$)

Regelt man jedoch die Heizerspannung so, dass die mittlere Temperatur der Membran am Sensor im Vergleich zur Umgebungstemperatur konstant bleibt, ergibt sich die grüne Ausgangskennlinie in Abbildung 18. Dies entspricht dem Betriebsmodus mit konstanter Heizertemperatur. Die Kennlinie ist nun im gesamten Messbereich eindeutig, allerdings ist die Empfindlichkeit wesentlich geringer. Zusätzlich ist für diesen Betrieb eine sehr aufwändige Regelung notwendig und die Anstiegszeit ist um ein vielfaches größer (Glaninger, et al., 1999).

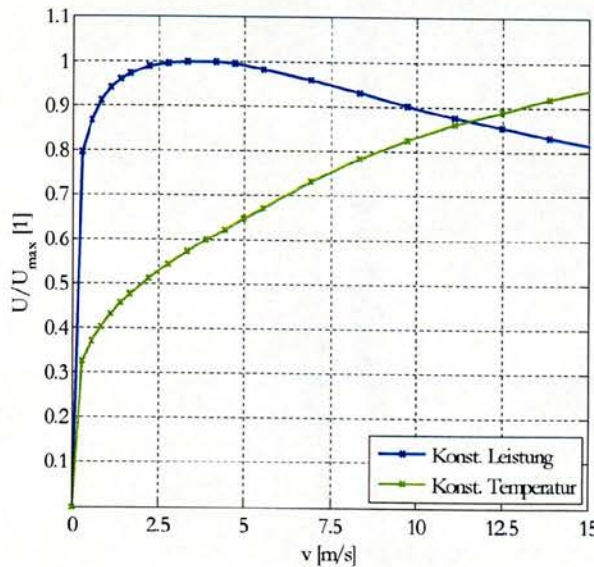


Abbildung 18: Ausgangskennlinie (bezogen) des Sensors für einen Betrieb mit konstanter Heizleistung und Heizertemperatur

Die Messergebnisse stimmen qualitativ mit den Ergebnissen der analytischen Untersuchung überein (siehe *Kalorimetrischer Sensor*). Wegen der unterschiedlichen Randbedingungen ist eine quantitative Vorhersage beim analytischen Modell jedoch nicht möglich. Es sind dazu präzise Finite-Elemente-Methode-Modelle mit geeigneten Randbedingungen notwendig (siehe *Simulationen*).

3 Simulationen

Bevor die Konstruktion des Gehäuses und der Leiterplatte beginnen kann, müssen die optimalen Parameter gefunden werden. Dies könnte natürlich analytisch durchgeführt werden, aber die Problemstellung ist teilweise sehr komplex und deshalb ist diese Methode nicht zielführend. Bei dieser Arbeit wurde die Simulationsumgebung COMSOL Multiphysics® in der Version 3.5 eingesetzt. Die Software basiert dabei auf der Finiten-Elemente-Methode (FEM) und kann verschiedenste schon implementierte Differenzialgleichungen lösen. Eine Besonderheit stellt die Kopplung von Differenzialgleichungen dar. Es ist damit möglich verschiedenste physikalische Vorgänge, die sich mit Differenzialgleichungen ausdrücken lassen, zu berechnen. Die Rechenleistung und Speichernutzung des Rechensystems werden allerdings kapital ausgelastet.

In der PC-Maus kommt ein thermischer Strömungssensor zum Einsatz, der einer Luftströmung ausgesetzt ist. Es sind daher zwei physikalische Domänen notwendig, die durch die Wärmeleistungsgleichung und die Navier-Stokes-Gleichung beschrieben werden.

Die physikalischen Parameter verschiedenster Stoffe, die bei der Simulation verwendet werden, sind im *Anhang A* zu finden.

3.1 Differenzialgleichungen

3.1.1 Wärmeleitungsgleichung

Die thermischen Vorgänge im Strömungssensor und auch im umgebenden Material werden mit der Wärmeleitungsgleichung beschrieben. Es gibt grundsätzlich drei Formen des Wärmeenergie-transportes.

- Konduktion
- Konvektion
- Radiation

Der Wärmetransport durch Konduktion erfolgt in einem Feststoff oder ruhenden Fluid. Ein Wärmestrom tritt nur dann auf, wenn ein Temperaturunterschied besteht. Dieser Mechanismus wurde schon früh durch das Gesetz von Fourier beschrieben (Baehr, et al., 2006). Die Formel 7 zeigt in vektorieller Schreibweise die Berechnung der Wärmestromdichte \vec{q}_1 .

$$\vec{q}_1 = -k \cdot \vec{\nabla} T$$

Formel 7: Gesetz von Fourier

Durch die Konvektion wird die thermische Energie übertragen, wenn sich ein Medium relativ zu einem anderen bewegt. Im Fall der PC-Maus fließt die Luft über den Strömungssensor und beeinflusst dabei die Temperatursensoren. Die Wärmestromdichte (Formel 8) enthält folglich die Mediumsgeschwindigkeit v (COMSOL Heat Transfer Modul, 2008). Obwohl es sich um eine stationäre Lösung handelt, geht die Wärmekapazität bei konstantem Druck c_p des Materials auch ein.

$$\vec{q}_2 = \rho \cdot c_p \cdot v \cdot T$$

Formel 8: Wärmestromdichte durch Konvektion

Die Wärmeübertragung durch Radiation oder Strahlung wird im Vorfeld ausgeschlossen, weil diese Effekte nur einen vernachlässigbaren Anteil liefern. In der Simulation wird somit die Strahlungsübertragung immer abgeschaltet.

Um auf die Wärmeleitungsgleichung zu kommen, ist der fundamentale Hauptsatz der Thermodynamik notwendig. Der 1. thermodynamische Hauptsatz wird mit Formel 9 ausgedrückt und beschreibt die Energieerhaltung (Baehr, et al., 2006). Auf der linken Seite ist dabei die zeitliche Änderung der inneren Energie U in einem abgeschlossenen Volumen gemeint und die rechte Seite zeigt den Wärmestrom \dot{Q} und die zugeführte elektrische Leistung P_{el} .

$$\frac{\partial U}{\partial t} = \dot{Q} + P_{el}$$

Formel 9: 1. Hauptsatz der Thermodynamik

Wenn sich die Dichte ρ eines Mediums bei konstanter Temperatur nicht verändern kann, wird es auch als inkompressible bezeichnet. Diese Eigenschaft erfüllen viele Stoffe unter normalen Bedingungen. Die Formel 9 kann dann in die integrale Form (Formel 10) umgeformt werden. Die innere Energie wird durch die spezifische Wärmekapazität ausgedrückt. In der Wärmestromdichte $\vec{q} = \vec{q}_1 + \vec{q}_2$ stecken die beiden Anteile aus Konduktion und Konvektion. Die elektrische Leistung wird dabei in eine Leistungsdichte p_{el} umgeformt.

$$\int_V \rho \cdot c_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} dV = -\vec{n} \cdot \int_{\partial V} \vec{q} dA + \int_V p_{el} dV$$

Formel 10: 1. Hauptsatz in integraler Form

Für das erste Integral nach dem Gleichheitszeichen in Formel 10 muss der Satz von Gauß angewendet werden und wenn alle Anteile auf die linke Seite gebracht werden, erhält man Formel 11. Das Integral verschwindet identisch und somit kann der Integrand Null gesetzt werden.

$$\int_V \left(\rho \cdot c_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \vec{v} \cdot \vec{q} - p_{el} \right) dV = 0$$

Formel 11: 1. Hauptsatz in integraler Form umgeformt

Nun werden nur noch die Wärmestromdichten aus Formel 7 und Formel 8 eingesetzt und man erhält die Wärmeleitungsgleichung in einfachster Form. COMSOL Multiphysics®

verwendet die abgeleitete Formel 12, lässt aber zusätzlich noch andere Parameter zu, die in diesem Fall nicht wesentlich sind.

$$\rho \cdot c_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \vec{v} \cdot (-k \cdot \vec{\nabla} T + \rho \cdot c_p \cdot v \cdot T) = p_{el}$$

Formel 12: Wärmeleitungsgleichung

In der Simulation müssen natürlich im betrachteten Bereich Bedingungen gesetzt werden, wie die elektrische Leistungsdichte p_{el} und alle Materialparameter. Am Rand kommen dann auch noch Neumann- und Dirichlet-Bedingungen hinzu. Für die Wärmeleitungsgleichung gibt es nur zwei Randbedingungen.

- Konstante Temperatur
- Eingeprägte Wärmestromdichte

Die fixierte Temperatur am Rand ist hier eine Dirichlet-Bedingung und die eingeprägte Wärmestromdichte eine Neumann-Bedingung.

3.1.2 Navier-Stockes-Gleichung

Diese Differenzialgleichung gibt das physikalische Verhalten von strömenden flüssigen oder gasförmigen Medien an. An dieser Stelle sei schon bemerkt, dass nur laminare Strömungen mit dieser Gleichung simuliert werden können. Je nach Anwendung darf daher eine höchste Geschwindigkeit des Medium bzw. die Reynold-Zahl $Re = v \cdot \frac{l}{\nu}$ nicht überschritten werden (Kurzweil, et al., 2008).

Als fundamentale Bedingung für die Navier-Stockes-Gleichung darf sich die Dichte des Stoffes nicht ändern, wie es auch bei der Wärmeleitungsgleichung der Fall ist. Die Gleichung beschreibt nur das Verhalten in der Makrodimension. Egal wie klein die Abmessungen sind, es wird das Medium immer als Kontinuum angesehen.

Für die Grundgleichung wird die Impulserhaltung verwendet (Schlichting, et al., 2005). In Formel 13 ist auf der linken Seite die Massendichte mal Beschleunigung. Die rechte Seite entspricht der Gesamtsumme der Kräfte. Diese besteht aus einer äußere Kraft \vec{f} , der Änderung der Spannung an der Oberfläche und dem viskosen Spannungstensor.

$$\rho \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} = \vec{f} - \vec{\nabla} p + \vec{\nabla} \cdot \vec{\tau}$$

Formel 13: Navier-Stockes-Gleichung

Der viskose Spannungstensor ist über Modelle nicht zu gewinnen. Stockes hat diesen Tensor durch einen passenden Ansatz entwickelt. Viele experimentelle Versuche unter teilweise extremen Bedingungen haben die Gültigkeit seiner Annahme gezeigt. Die genau Herleitung geht über viele Seite und kann im Buch (Schlichting, et al., 2005) nachgelesen werden. Der viskose Spannungstensor (Formel 14) enthält dabei Materialdichte ρ , die dynamische Vis-

kosität ν , den Verformungsgeschwindigkeitstensor $\dot{\epsilon}$, den Kronecker-Einheitstensor δ und die Mediumsgeschwindigkeit v .

$$\vec{\tau} = \rho \cdot \nu \cdot \left(2 \cdot \dot{\epsilon} - \frac{2}{3} \cdot \delta \cdot \nabla \cdot \vec{v} \right)$$

Formel 14: Viskoser Spannungstensor

Bei beiden vorhergehenden Formeln wurde ein inkompressibles Medium angenommen. COMSOL Multiphysics® hat noch einige Zusatztherme in der Differenzialgleichung und kann auch leichte Dichteänderungen verarbeiten (COMSOL Heat Transfer Modul, 2008). Wie groß die Dichteänderungen ausfallen können, wird aber in der Dokumentation nicht angegeben.

Auch bei dieser Differenzialgleichung müssen wieder Bedingungen im Volumen, am Rand und eventuell in ausgewählten Punkten gesetzt werden. Im Volumen werden grundsätzlich nur die Materialparameter gesetzt. Am Rand kommen die folgenden Neumann- und Dirichlet-Bedingungen zum Einsatz.

- Konstante Geschwindigkeit
- Konstanter Druck
- Normalkraft

Die wichtigste Randbedingung ist dabei die konstante Geschwindigkeit. Es kann dabei ein Einlass bzw. Auslass mit einer konstanten Geschwindigkeit belegt werden. An einer Grenzschicht zu einer Wand kann das Fluid auch als ruhenden angenommen werden.

In Punkten kann nur der Druck festgesetzt werden, wenn dies nicht schon bei Randbedingungen gemacht wurde, wodurch die Konvergenz des Solvers wesentlich verbessert wird.

3.2 Vereinfachungen

Bei dem Flow-Maus-Modell müssen zwei miteinander gekoppelte Differenzialgleichungen gelöst werden. Die Spalten bzw. Reihen der zu lösenden Matrix steigen quadratisch mit der Anzahl der Gitterpunkte. Es ist daher angebracht nur in bestimmten Bereichen Simulationen anzustellen, wo die Ergebnisse benötigt werden und andere Anteile keinen Einfluss zeigen.

Bei dieser Simulation treten kleine Bereiche wie die Elemente am Strömungssensor und auch große Domänen wie im Lufthohlraum auf. Es müsste daher eine extrem feine Vernetzung der Komponenten am Strömungssensor erfolgen und um den Speicherbedarf nicht zu sprengen, müsste im restlichen Bereich das Netz sehr grob ausfallen. Um dieses sehr feine Netz zu umgehen, werden der Temperatursensor und auch der Heizer am Strömungssensor zu einem kompakten Element umgewandelt.

Für diese Umwandlung wird die spezifische Wärmeleitfähigkeit k in drei Komponenten (k_x, k_y, k_z) aufgespalten und dann in einen symmetrischen Tensor umgeformt. Für das zu

betrachtende Bauteil wird die thermische Leitfähigkeit (Formel 15) bzw. der thermische Widerstand (Formel 16) ausgewertet.

$$G_{th} = \frac{k \cdot A}{d}$$

Formel 15: Thermische Leitfähigkeit

Wie bei einem konzentrierten elektrischen Bauelement wird über Parallel- oder Serienschaltung die gesamte thermische Leitfähigkeit bestimmt und dann daraus die spezifische Wärmeleitfähigkeit in die jeweilige Richtung ermittelt.

$$R_{th} = \frac{d}{k \cdot A}$$

Formel 16: Thermischer Widerstand

Die Wärmekapazität ist die nächste Größe, die auch auf ein kompaktes Gebiet umgerechnet werden muss. Diese ist dabei richtungsunabhängig und kann mit der Formel 17 berechnet werden. Vom ganzen Bauelement werden dabei die einzelnen Wärmeenergieanteile ΔQ addiert und in die spezifische Wärmekapazität c_p des ganzen Bauelements umgerechnet.

$$C_{th} = \frac{\Delta Q}{\Delta T} = c_p \cdot m$$

Formel 17: Wärmekapazität

Durch das Zusammenfassen in eine Komponente wird die Dichte des konzentrierten Elements verändert. Über Summation aller Massenanteile m der Einzelemente erhält man mit Formel 18 die gesamte Dichte ρ des Bauelementes.

$$\rho = \frac{m}{V}$$

Formel 18: Materialdichte

3.2.1 Temperatursensor

Der Temperatursensor ist in Interdigitalform aufgebaut und somit ist die Zusammensetzung der Materialschichten relativ komplex. Der symbolische Aufbau ist in Abbildung 19 ersichtlich. Durch die konforme Abscheidung der Siliziumnitridschichten werden die Löcher zwischen den Metallstapeln völlig gefüllt.

Die x-Komponente des spezifischen Wärmeleitfähigkeitstensors wird mit der Formel 19 ausgewertet. Die Zeichen || deuten dabei eine Parallelschaltung an, um den Ausdruck nicht unübersichtlich zu machen. Die Abmessungen (d_T^x, d_T^y, d_T^z) stellen dabei die Gesamtabmessung des Temperatursensors dar, wie diese in der Simulation eingestellt waren.

$$R_T^x = \frac{d_T^x}{k_T^x \cdot d_T^z \cdot d_T^y} = R_{Ge}^x || (4 \cdot (R_{Cr}^x || R_{Au}^x || R_{Ti}^x) + 3 \cdot R_{SiN}^x)$$

Formel 19: Thermischer Widerstand des Temperatursensors in x-Richtung

Eine Auswertung der vorgehenden Formel mit MATLAB® liefert die spezifische Wärmeleitfähigkeit in x-Richtung und ist in Formel 20 angegeben.

$$k_T^x = 1,9 \frac{W}{m K}$$

Formel 20: Spezifischer thermischer Widerstand des Temperatursensors in x-Richtung

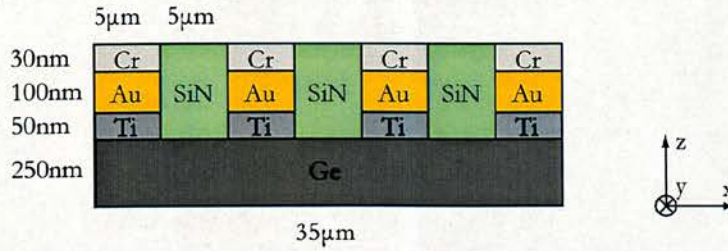


Abbildung 19: Schnittdarstellung des Temperatursensors

Für die y- und z-Richtung erfolgt eine ähnliche Berechnung der spezifischen Wärmeleitfähigkeit. In den nächsten Ausdrücken kommt auch die Abkürzung $n||$ vor. Damit ist gemeint, dass n Stück der darauf folgenden Elemente parallel geschaltet sind. Die einzelnen thermischen Widerstände sind aber für jede Richtungsbetrachtung immer anders, weil die Distanz d und auch die Fläche A unterschiedlich sind.

Für die y-Richtung ergibt sich Formel 21 und die spezifische Wärmeleitfähigkeit wird in Formel 22 präsentiert. Die Leitfähigkeit ist sehr hoch, weil in diese Richtung eine durchgehende gut thermisch leitfähige metallische Schicht vorhanden ist.

$$R_T^y = \frac{d_T^y}{k_T^y \cdot d_T^x \cdot d_T^z} = R_{Ge}^y || (4 || (R_{Cr}^y || R_{Au}^y || R_{Ti}^y) || (3 || R_{SiN}^y))$$

Formel 21: Thermischer Widerstand des Temperatursensors in y-Richtung

$$k_T^y = 47,9 \frac{W}{m K}$$

Formel 22: Spezifischer thermischer Widerstand des Temperatursensors in y-Richtung

Die z-Richtung zeigt eine besonders geringe spezifische Wärmeleitfähigkeit, wie in Formel 24 ersichtlich ist und mit Formel 23 ausgewertet wurde. Der Grund für diesen Wert liegt in der besonders geringen Leitfähigkeit der Siliziumnitridschichten, die der Wärmestrom durchdringen muss.

$$R_T^z = \frac{d_T^z}{k_T^z \cdot d_T^x \cdot d_T^y} = R_{Ge}^z + 4 || (R_{Cr}^z + R_{Au}^z + R_{Ti}^z) || (3 || R_{SiN}^z)$$

Formel 23: Thermischer Widerstand des Temperatursensors in z-Richtung

$$k_T^z = 0,9 \frac{W}{m K}$$

Formel 24: Spezifischer thermischer Widerstand
des Temperatursensors in z-Richtung

Die spezifische Wärmekapazität kann man durch Summation der Wärmeenergieanteile gewinnen. Die linke Seite von Formel 25 stellt die gesamte Wärmemenge dar die notwendig für eine Erwärmung um 1K ist, während auf der anderen Seite die einzelnen Anteile aufgelistet sind.

$$\begin{aligned} & c_{PT} \cdot (3 \cdot \rho_{SiN} \cdot V_{SiN} + 4 \cdot (\rho_{Cr} \cdot V_{Cr} + \rho_{Au} \cdot V_{Au} + \rho_{Ti} \cdot V_{Ti}) + \rho_{Ge} \cdot V_{Ge}) \\ = & 3 \cdot c_{pSiN} \cdot \rho_{SiN} \cdot V_{SiN} + 4 \cdot (c_{pCr} \cdot \rho_{Cr} \cdot V_{Cr} + c_{pAu} \cdot \rho_{Au} \cdot V_{Au} + c_{pTi} \cdot \rho_{Ti} \cdot V_{Ti}) \\ & + c_{pGe} \cdot \rho_{Ge} \cdot V_{Ge} \end{aligned}$$

Formel 25: Wärmekapazität des Temperatursensors

Die Auswertung der vorhergehenden Gleichung liefert die gesuchte spezifische Wärmekapazität der konzentrierten Geometrie, wie in Formel 26 ersichtlich ist.

$$c_{PT} = 257,8 \frac{J}{kg K}$$

Formel 26: Spezifische Wärmekapazität
des Temperatursensors

Die Dichte des zusammengefassten Temperatursensors kann durch Addition der einzelnen Massen errechnet werden. Die Auswertung der Formel 27 liefert die konzentrierte Dichte und der dazugehörige Zahlenwert ist in Formel 28 ersichtlich.

$$\begin{aligned} & \rho_T \cdot (3 \cdot V_{SiN} + 4 \cdot (V_{Cr} + V_{Au} + V_{Ti}) + V_{Ge}) \\ = & 3 \cdot \rho_{SiN} \cdot V_{SiN} + 4 \cdot (\rho_{Cr} \cdot V_{Cr} + \rho_{Au} \cdot V_{Au} + \rho_{Ti} \cdot V_{Ti}) + \rho_{Ge} \cdot V_{Ge} \end{aligned}$$

Formel 27: Masse des Temperatursensors

$$\rho_T = 6800 \frac{kg}{m^3}$$

Formel 28: Dichte des Temperatursensors

3.2.2 Heizer

Der Heizer besteht im Gegensatz zum Temperatursensor nur aus wenigen Einzelteilen. Die Bügelform aus dem der Heizer besteht, wie in Abbildung 9 erkennbar ist, wird zur Reduktion der Netzelemente in eine kompakte Geometrie zusammengefasst. Die mittlere Siliziumnitridschicht wird dabei wieder in den kompakten Heizer aufgenommen. Die Anschlussstelle am Anfang und der Bügel am Ende des Heizers sind aufgrund der langen aber schmalen Struktur nicht in die Berechnung der zusammengefassten physikalischen Parameter eingegangen.

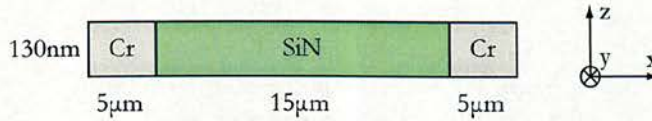


Abbildung 20: Querschnitt des Heizers

Die x-Komponente des spezifischen Wärmeleitfähigkeitstensors wird mit Formel 29 berechnet. Der letzte Anteil R_{SiN}^x stellt dabei den mittleren Teil aus Abbildung 20 mit dem Material Siliziumnitrid dar.

$$R_H^x = \frac{d_H^x}{k_H^x \cdot d_H^y \cdot d_H^z} = 2 \cdot R_{Cr}^x + R_{SiN}^x$$

Formel 29: Thermischer Widerstand des Heizers in x-Richtung

Durch die lange mittlere Siliziumnitridschicht entsteht eine niedrige spezifische Wärmeleitfähigkeit, wie aus Formel 30 abzulesen ist.

$$k_H^x = 1,9 \frac{W}{m K}$$

Formel 30: Spezifischer thermischer Widerstand des Heizers in x-Richtung

Der y-Anteil an der spezifischen Wärmeleitfähigkeit wird mit Formel 31 ausgewertet und zeigt einen hohen Wert (Formel 32). Dies kann wie schon beim Temperatursensor damit begründet werden, dass in diese Richtung eine durchgehende metallische Schicht besteht.

$$R_H^y = \frac{d_H^y}{k_H^y \cdot d_H^x \cdot d_H^z} = (2 \| R_{Cr}^y \|) \| R_{SiN}^y$$

Formel 31: Thermischer Widerstand des Heizers in y-Richtung

$$k_H^y = 38,2 \frac{W}{m K}$$

Formel 32: Spezifischer thermischer Widerstand des Heizers in y-Richtung

Die z-Komponente zeigt wieder eine geringe spezifische Wärmeleitfähigkeit (Formel 34). In Formel 33 ist der Grund auch erkennbar, weil die gut isolierende Siliziumnitridschicht in dieser Richtung voll einwirkt.

$$R_H^z = \frac{d_H^z}{k_H^z \cdot d_H^x \cdot d_H^y} = (2 \| R_{Cr}^z \|) \| R_{SiN}^z$$

Formel 33: Thermischer Widerstand des Heizers in z-Richtung

$$k_H^z = 38,2 \frac{W}{m K}$$

Formel 34: Spezifischer thermischer Widerstand
des Heizers in z-Richtung

Die Auswertung der konzentrierten spezifischen Wärmekapazität wird in ähnlicher Weise wie beim Temperatursensor ausgeführt (Formel 35). Das Ergebnis der Berechnung mit MATLAB® liefert den Wert von Formel 36.

$$c_{pH} \cdot (2 \cdot \rho_{Cr} \cdot V_{Cr} + \rho_{SiN} \cdot V_{SiN}) = 2 \cdot c_{pCr} \cdot \rho_{Cr} \cdot V_{Cr} + c_{pSiN} \cdot \rho_{SiN} \cdot V_{SiN}$$

Formel 35: Wärmekapazität des Heizers

$$c_{pH} = 180,9 \frac{J}{kg K}$$

Formel 36: Spezifische Wärmekapazität
des Temperatursensors

Die zusammengefasste Dichte kann wiederum über die Summation der Massenanteile erfolgen. Formel 38 liefert bei der Auswertung (Formel 37) die kompakte Dichte der zusammengefassten Geometrie.

$$\rho_H \cdot (2 \cdot V_{Cr} + V_{SiN}) = 2 \cdot \rho_{Cr} \cdot V_{Cr} + \rho_{SiN} \cdot V_{SiN}$$

Formel 37: Masse des Heizers

$$\rho_H = 4720 \frac{kg}{m^3}$$

Formel 38: Dichte des Heizers

3.2.3 Leiterbahnen

Die Leiterbahnen auf dem Strömungssensor zu dem Heizer und auch zu den Temperatursensoren sind mit einer durchschnittlichen Breite von $10\mu m$ sehr dünn. Der vertikale Schichtenstapel ist in Abbildung 10 mit Nummer 4 zu erkennen. Dabei ist die untere Chromschicht nicht vorhanden, weil diese nur als Heizer fungiert.

Die Leiterbahnen führen zusätzlich auf kürzestem Weg aus der Membranzone, wie aus der Belichtungsmaske in Abbildung 7 und Abbildung 8 ersichtlich ist. Die Leiterbahnen auf dem Siliziumsubstrat zeigen nur einen unbedeutenden Einfluss auf die Messergebnisse, weil die spezifische Wärmeleitfähigkeit von Silizium sehr hoch ist (siehe *Anhang A*).

Wegen dieser Tatsache und der Problematik beim Vernetzen der sehr feinen Strukturen werden die Leiterbahnen in der Simulation nicht betrachtet.

3.2.4 Skalierung

Die Netzgenerierung in einer FEM-Simulation ist ein besonders wichtiger Prozess. COMSOL Multiphysics® lässt dabei verschiedene Arten von Netzzellen in zweidimensionalen bzw. dreidimensionalen Domänen zu. Es sind Dreiecke bzw. Tetraeder und Rechtecke bzw. Quader möglich. Bei jedem Netz ist die Netzqualität für eine genaue Lösung für die Konvergenz des Algorithmus verantwortlich. Die Berechnung der Netzqualität wird in COMSOL automatisch ausgeführt und kann graphisch angezeigt werden. Grundsätzlich ist zu bemerken, dass die Lösung mit großen Fehlern behaftet ist, wenn das Netz aus flächigen, aber sehr dünnen Elementen besteht. Die Netzqualität wird dabei sehr gering, wie nach (COMSOL User Guid, 2008) berechnet werden kann.

Beim hier verwendeten Strömungssensor ist in der Mitte eine Membran vorhanden, die aus mehreren Schichten besteht. Dies ist genau der ungünstige Fall von einer flächigen, aber dünnen Struktur. Man kann nun zwei Wege beschreiten um eine Lösung zu erhalten. Die erste Möglichkeit besteht darin die Anzahl der Netzelemente zu erhöhen und somit die Membran sehr fein zu vernetzen. Die Berechnungszeit und auch der Speicherbedarf sind proportional zur Elementzahl, sodass sehr schnell an die Grenzen des Computersystems gestoßen wird.

Ein anderer Weg wäre die Geometrie an die bessere Vernetzung anzupassen und somit die Höhe der Membran zu vergrößern, bis die Netzqualität steigt. Durch diese Änderung müssen aber auch die physikalischen Parameter skaliert werden, um wieder eine richtige Lösung wie aus der nicht skalierten Geometrie zu bekommen.

Der erste Schritt besteht darin die Wärmeleitungsgleichung (Formel 12) in die integrale Form (Formel 39) zu bringen. Die Fluidgeschwindigkeit wurde dabei Null gesetzt, weil in der Membran kein bewegendes Fluid vorhanden ist.

$$\int_V \rho \cdot c_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} dV + \int_V \vec{\nabla} \cdot (-k \cdot \vec{\nabla} T) dV = \int_V p_{el} dV$$

Formel 39: Wärmeleitungsgleichung in integraler Form

Ein Volumenelement über das integriert wird, ist in Abbildung 21 dargestellt. Die Skalierung erfolgt dabei nach der z-Achse. Die Höhe des Quaders wird mit $l'_z = \alpha \cdot l_z$ skaliert.

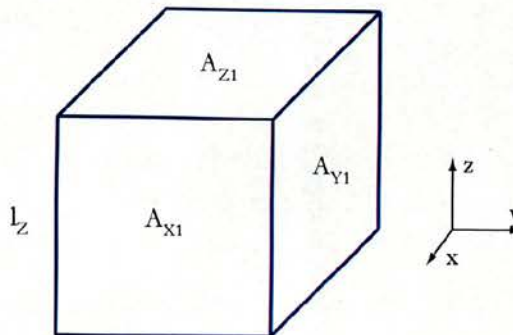


Abbildung 21: Volumenelement zur Skalierung

Die integrale Form der Wärmeleitungsgleichung wird mit dem Satz von Gauß und der Aufspaltung der spezifischen Wärmeleitfähigkeit in kartesische Koordinaten in die Formel 40 übergeführt. Die einzelnen Komponenten der spezifischen Wärmeleitfähigkeit (k_x, k_y, k_z) stellen dabei die Elemente auf der Diagonale des spezifischen Wärmeleitfähigkeitstensors dar. Bei dem linken und rechten Anteil in Formel 40 wird die Deck- bzw. Bodenfläche A_{z1} bzw. A_{z2} konstant gehalten und über die z -Achse integriert.

$$\int_{l_z} \int_{A_{z1}+A_{z2}} \rho \cdot c_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} dA dz - \int_{A_{x1}+A_{x2}} k_x \cdot \frac{\partial T}{\partial x} dA - \int_{A_{y1}+A_{y2}} k_y \cdot \frac{\partial T}{\partial y} dA - \int_{A_{z1}+A_{z2}} k_z \cdot \frac{\partial T}{\partial z} dA = \int_{l_z} \int_{A_{z1}+A_{z2}} p_{el} dA dz$$

Formel 40: Wärmeleitungsgleichung in kartesischen Koordinaten

Bei der Skalierung in z -Richtung verändern sich die physikalischen Parameter und auch die Leistungsdichte p_{el} , was in der Formel 41 mit einem Apostroph gekennzeichnet ist. Der Skalierungsfaktor ist mit α angegeben.

$$\int_{l_z} \int_{A_{z1}+A_{z2}} \alpha \cdot \rho' \cdot c'_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} dA dz - \int_{A_{x1}+A_{x2}} \alpha \cdot k'_x \cdot \frac{\partial T}{\partial x} dA - \int_{A_{y1}+A_{y1}} \alpha \cdot k'_y \cdot \frac{\partial T}{\partial y} dA - \int_{A_{z1}+A_{z2}} \frac{1}{\alpha} \cdot k'_z \cdot \frac{\partial T}{\partial z} dA = \int_{l_z} \int_{A_{z1}+A_{z2}} \alpha \cdot p'_{el} dA dz$$

Formel 41: Skalierte Wärmeleitungsgleichung

Die vorhergehende Formel enthält das Produkt der Dichte und der spezifischen Wärmekapazität. Die Skalierung ist in diesem Fall daher nicht eindeutig. Für eine eindeutige Skalierung wird daher die Massengleichung (Formel 42) für das Volumenelement benötigt.

$$m = \int_{l_z} \int_{A_{z1}+A_{z2}} \rho dA dz$$

Formel 42: Massegleichung

Eine Skalierung der z -Achse führt zu Formel 43. Bei Veränderung des Volumenelements wird die Masse konstant gehalten. Die skalierte Dichte ist somit verkehrt proportional zur realen Dichte.

$$m = \int_{l'_z} \int_{A_{z1}+A_{z2}} \rho' dA dz' = \int_{l_z} \int_{A_{z1}+A_{z2}} \alpha \cdot \rho dA dz$$

Formel 43: Skalierte Massegleichung

Ein Koeffizientenvergleich von Formel 40 und Formel 41 bzw. Formel 42 und Formel 43 liefert die skalierten physikalischen Parameter. Diese sind in der Formel 44 aufgelistet und werden in COMSOL Multiphysics® statt den ursprünglichen Parametern eingegeben.

Zur Verifizierung der gemachten Annahmen wurde ein Modell nach Abbildung 22 angefertigt. Bei dieser Geometrie wurden verschiedenste Skalierungsfaktoren ausprobiert und mit dem originalen Modell verglichen.

$$\begin{aligned}
 k'_x &= \frac{1}{\alpha} \cdot k_x \\
 k'_y &= \frac{1}{\alpha} \cdot k_y \\
 k'_z &= \alpha \cdot k_z \\
 p'_{el} &= \frac{1}{\alpha} \cdot p_{el} \\
 \rho' &= \frac{1}{\alpha} \cdot \rho \\
 c'_p &= c_p
 \end{aligned}$$

Formel 44: Skalierte physikalische Parameter

In der Mitte von Abbildung 22 ist eine Wärmequelle vorhanden und die Pfeile zeigen dabei den Wärmestrom an. An allen Randflächen kommt die Randbedingung einer konstanten Labortemperatur zum Einsatz. Die Boden- und Deckfläche bleibt bei der Skalierung unverändert. Es werden nur die Wärmequelle und die Zwischenschicht vergrößert bzw. verkleinert, um tatsächlich alle Parameter durch die Umwandlung zu überprüfen. Bei diesem Modell kommen verschiedene Parameter für die Dichte, spezifische Wärmeleitfähigkeit, spezifische Wärmekapazität und Leistungsdichte zur Anwendung.

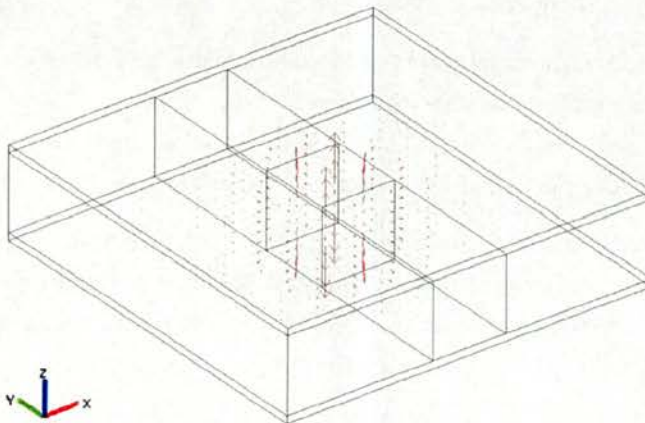


Abbildung 22: Skalierungsmodell mit Faktor 10

Für die Auswertung wird der Wärmestrom an der Deckfläche und an allen Seitenflächen im zeitlichen Verlauf betrachtet. Bei der Auswertung der Daten werden der Endwert und die Zeit bei 63% des Endwertes vom Wärmestrom herangezogen. Beim Endwert zeigt sich ein relativer Fehler von $-0,25\%$ des Wärmestroms durch die Seitenflächen, wobei dies unabhängig vom Skalierungsfaktor α ist. Der Wärmestrom durch die Deck- bzw. Bodenfläche zeigt hingegen keinerlei Abweichung. Die Zeit bei 63% des Endwertes zeigt weder bei der x noch bei der y -Richtung eine Veränderung durch die Skalierung. Es ist somit gerechtfertigt, dass die Membran des Strömungssensors für eine bessere Konvergenz und numerisch genauere Lösung skaliert wird.

3.2.5 Membran

Die Membran in der die Temperatursensoren und der Heizer eingebettet sind, stellt für das Simulationsmodell eine Herausforderung dar. Durch Skalieren, wie im letzten Kapitel beschrieben wurde, kann die Netzqualität wesentlich gesteigert werden. Die Membran besteht aus mehreren dünnen Schichten (Abbildung 10) und diese können auf zwei Arten modelliert werden.

Es lassen sich die Schichten zusammenfassen und es werden daraus kompakte physikalische Parameter berechnet, wie es beim Heizer oder den Temperatursensoren erfolgt ist. Diese Möglichkeit besteht nur bei der Siliziumoxid- und Siliziumnitridschicht (LPCVD), weil in diesem Bereich keine Elemente eingebaut sind.

Die zweite Möglichkeit besteht darin, die Membran als ein Schicht aufzufassen und die physikalischen Parameter über eine mathematische Funktion einzustellen. COMSOL Multiphysics® bringt eine eingebaute mathematische Funktion $flc2hs(x, scale)$. Durch den Parameter $scale$ kann mit dieser zweifach ableitbaren Sprungfunktion ein sanfter Übergang realisiert werden. Dies ist sehr vorteilhaft, weil dadurch keine Randbedingungen an den Übergangszonen gesetzt werden müssen.

Für die spezifische Wärmeleitfähigkeit ist die mathematische Funktion in Formel 45 angegeben. Die Abbildung 10 zeigt den Schichtenaufbau, wobei der Ursprung ganz oben ist. Die y-Achse zeigt dabei nach unten. Abbildung 23 stellt für die spezifische Wärmeleitfähigkeit die mathematische Sprungfunktion durch die Membran dar (nicht maßstabsgetreu).

Grundsätzlich ist die Funktion nur bei einer nicht skalierten Membran gültig. Bei der Simulation wird außerdem skaliert und somit kommt wieder ein spezifischer Wärmeleitfähigkeitstensor zum Einsatz. Dies wurde aufgrund der Übersichtlichkeit in Formel 45 nicht eingetragen.

$$k_{Membran} = k_{SiNp} + flc2hs(y - d_{SiNp}, 1e^{-9}) \cdot (k_{SiNl} - k_{SiNp}) \\ + flc2hs(y - (d_{SiNp} + d_{SiNl}), 1e^{-9}) \cdot (k_{SiO} - k_{SiNl})$$

Formel 45: Spezifische Wärmeleitfähigkeit der Membran

Für die Dichte und die spezifische Wärmekapazität des Materials müssen auf ähnliche Weise Funktionen konstruiert werden. Es wird dazu die Formel 45 verwendet, wobei die spezifische Wärmeleitfähigkeit gegen den entsprechenden physikalischen Parameter ausgetauscht wird, mit dem Unterschied, dass die Dichte und die spezifische Wärmekapazität richtungsunabhängig sind.

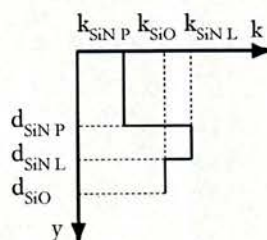


Abbildung 23: Funktion der spezifischen Wärmeleitfähigkeit

3.2.6 Rauigkeit

Die PC-Maus muss sich auf einer Oberfläche bewegen und es können vom Benutzer selbstverständlich unterschiedliche Unterlagen eingesetzt werden. Es muss in der Folge untersucht werden, ob die Unterlage einen Einfluss hat und ob das in die Simulation einfließen muss.

Für diesen Fall wird nur die Navier-Stokes-Gleichung auf einer zweidimensionalen Geometrie gelöst. Das Modell ist in Abbildung 24 dargestellt, wobei die roten Pfeile proportional zur Strömungsgeschwindigkeit sind. Bei dem zweidimensionalen Modell wird immer angenommen, dass dieses unendlich in die Bildebene ausgedehnt ist. Weil nur die Rauigkeit, aber nicht die Geometrie analysiert werden soll, ist dies berücksichtigt. Der Boden des Modells wird mit einer bestimmten Geschwindigkeit bewegt. Dies entspricht einer konstanten eingepprägten Geschwindigkeit der Randschicht. Die anderen Wände sind hingegen unbeweglich. An der Decke befindet sich eine raue Struktur mit einer variablen Profiltiefe. Die angeregte Geschwindigkeit wird in einem bestimmten Abstand zur Decke ausgewertet. Der genaue Abstand ist von untergeordneter Bedeutung, weil nur ein Verhältnis von angeregter zu eingepprägter Geschwindigkeit interessant ist.

Bei diesem Modell ist besonders zu beachten, dass es sich im Gegensatz zum Hohlraum für die PC-Maus um eine umgekehrte Geometrie handelt. Bei der PC-Maus ist selbstverständlich die Unterlage rau und die Decke glatt. Mit COMSOL Multiphysics® ist es aber nicht möglich die Geometrie über eine Oberfläche zu bewegen und stattdessen wird die Grenzfläche bewegt.



Abbildung 24: Zweidimensionales Modell zur Analyse der Rauigkeit

Bei der ersten Simulation wird die Rauigkeit der Oberfläche verändert und die Auswirkungen auf die angeregte Geschwindigkeit ausgewertet. Die Werte wurden bei einer eingepprägten Geschwindigkeit von $0,4 \frac{m}{s}$ notiert. Die Strömungsgeschwindigkeit ist prinzipiell beliebig, weil zwischen der eingepprägten und angeregten Geschwindigkeit eine gute Linearität mit einem relativen Fehler von 0,04% (numerische Fehler) besteht.

Das Ergebnis in Abbildung 25 zeigt deutlich eine sehr geringe Abhängigkeit von der Rauigkeit. Die Rauigkeit R_a ist der Abstand von der höchsten zur tiefsten Stelle im Profil. Diese Eigenschaft wurde auch schon in Rohrleitungen gemessen (Böge, 2008) und ist auch in der Grenzschichttheorie eine der Grundannahmen (Schlichting, et al., 2005).

Eine Profiltiefe von $0,4mm$ stellt ein Schleifpapier mit einer großen Körnung dar. Der Benutzer wird die PC-Maus unter vernachlässigbaren Fällen nicht auf einem Schleifpapier einsetzen. Der Blick wird daher im unteren Bereich haften müssen und hier sind nur Varia-

tionen im Promillebereich zu erkennen. Die Rauigkeit muss aus diesen Gründen im Gesamtmodell nicht einfließen.

Eine weitere sehr positive Eigenschaft der PC-Maus zeigt sich schon an dieser Stelle, denn die Unterlage kann fast beliebig sein im Gegensatz zu optischen Zeigegeräten. Der Einsatz auf transparenten Oberflächen ist für diese PC-Maus keine Schwierigkeit.

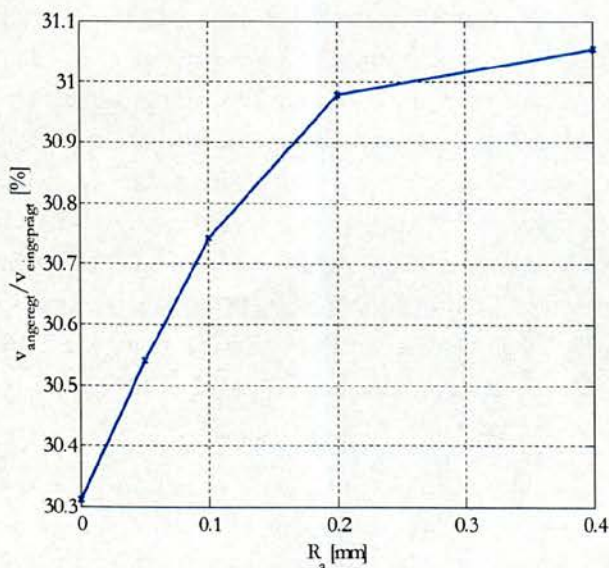


Abbildung 25: Geschwindigkeitsverhalten in Abhängigkeit der Rauigkeit

Die nächste Analyse befasst sich mit der Reibungskraft F_R von der Oberfläche zur Luft oder anderen Medien. Die Reibungskraft kann mit Formel 46 berechnet werden (Schlichting, et al., 2005). Der Ausdruck im Integral drückt dabei die Wandschubspannung aus und wird über die Länge der Wand integriert. Die Breite b der überströmten Fläche ist hier nicht bestimmt, weil es sich um eine unendlich in die Tiefe ausgedehnte Geometrie handelt. In Abbildung 26 ist folglich nur eine breitenabhängige Reibungskraft aufgetragen.

$$F_R = b \cdot \int_0^l \rho \cdot v \cdot \frac{\partial v}{\partial y} dx$$

Formel 46: Reibungskraft

Ein sehr interessanter Effekt zeigt sich bei der Reibungskraft durch Veränderung der Rauigkeit an der Oberfläche (Abbildung 26). Bei einer immer rauerer Struktur wird die Reibungskraft der Luft vermindert. Dieser Effekt wird in verschiedensten Bereichen der Technik und Wissenschaft schon vorteilhaft eingesetzt (Böge, 2008).

Bei der PC-Maus setzt sich die Reibungskraft durch zwei Anteile zusammen. Ein Teil kommt durch die Reibung der Unterlage mit dem Gehäuse zustande und der andere durch die Luftreibung. Wie aus Abbildung 26 ersichtlich ist, ist die Luftreibung sehr klein und wird folglich nicht mehr weiter untersucht.

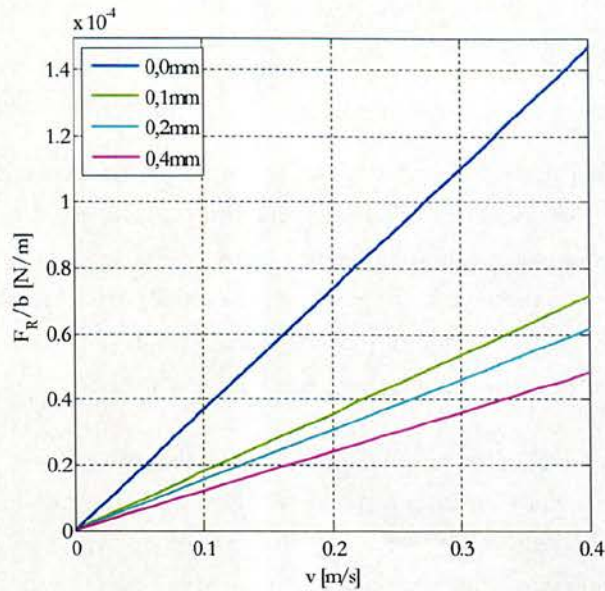


Abbildung 26: Reibungskraft über der Geschwindigkeit für verschiedene Profiltiefen

3.3 Zweidimensionales Modell

Die erste Abstraktion der Realität erfolgt hier in einem zweidimensionalen Modell. Diese Darstellung hat den bedeutenden Vorteil, dass die Netzpunkte geringer als in einem dreidimensionalen Modell ausfallen. Der Speicherbedarf und die Rechenzeit können damit wesentlich reduziert werden, aber Abweichungen von dem tatsächlichen Verhalten sind zu erwarten und manche Bewegungen können gar nicht analysiert werden.

Bei dem zweidimensionalen Modell (Abbildung 27) wird die Struktur als unendlich in die Bildebene ausgedehnt betrachtet. Diese Abstraktion ist nur zulässig, wenn das Verhältnis von Breite zu Länge der aktiven Bauteile sehr klein ist. Darüber hinaus sollte ihre Länge annähernd gleich sein. Wie Abbildung 9 zeigt, ist der Heizer länger als die Temperatursensoren. Ein Teil der Wärmeenergie kommt folglich nicht zu den Temperatursensoren und trägt nicht zum Sensorsignal bei. Dieser Anteil wird nur in das Substrat übertragen. Um dieses Verhalten zu berücksichtigen muss ein Korrekturfaktor für die Heizleistung durch Signalvergleich empirisch ermittelt werden. Durch Messung kann man eine Reduktion der Heizleistung von 85% finden.

Bei der realen Geometrie ist der Hohlraum allerdings rund und nicht unendlich ausgedehnt. Da aber der Hohlraumdurchmesser im Vergleich zur Sensorabmessung viel größer ist und der Strömungssensor im Zentrum sitzt, kann man näherungsweise eine konstante Geschwindigkeit über den Temperatursensoren annehmen. Für die Untersuchung wie sich die Änderung der Hohlraumhöhe und der Radius auf das Sensorsignal auswirken, ist dies daher gerechtfertigt, weil ein Schnitt genau im Zentrum des Hohlraums und durch die Sensorelemente betrachtet wird.

Bei diesem Modell werden oben beschriebene sowie folgende Vereinfachungen verwendet:

- Rauigkeit der Unterlage bleibt unberücksichtigt
- Skalierung der Membran
- Physikalischen Parameter der Membran als Funktion der Länge in y -Richtung
- Skalierung der Sensorelemente (Heizer und Temperatursensoren)
- Zusammengefasste physikalische Parameter für Heizer und Temperatursensoren (spezifische Wärmeleitfähigkeitstensor, spezifische Wärmekapazität und Dichte)
- Gehäuse rund um den Hohlraum nicht berücksichtigt
- Leiterplatte für den Strömungssensor nicht simuliert

Als Resultat dieser Vereinfachungen entsteht ein zweidimensionales Modell dargestellt in Abbildung 27 und mit dem Strömungssensor im Detail in der Abbildung 28. Die roten Pfeile zeigen die Strömungsrichtung an und ihre Länge ist dabei proportional zur Geschwindigkeit. Die Isolinien rund um den Strömungssensor zeigen die Temperatur an. In Abbildung 28 befindet sich eine Skala für die unterschiedlichen Farben der Isolinien.

Für diese Struktur müssen sowohl für die Navier-Stokes-Gleichung als auch für die Wärmeleitungsgleichungen Randbedingungen und Gebietsparameter gesetzt werden. Es wurden folgende Dirichlet-, Neumann-Randbedingungen verwendet:

- Die Grenzschicht am Boden des Hohlraums erhält eine konstante Strömungsgeschwindigkeit. Dies entspricht einer Bewegung der PC-Maus in die entgegengesetzte Richtung.
- Links und rechts an den Wänden über dem Boden sind $0,1\text{mm}$ hohe Auslassspalte vorgesehen, die den schmalen Schlitz zwischen der PC-Maus und der Oberfläche berücksichtigen. An dieser Stelle wird ein konstanter Druck als Randbedingung gesetzt.
- Die restlichen Wände werden als unbewegliche Wände (verschwindenden Strömungsgeschwindigkeit an der Grenzschicht) festgesetzt.
- Bei den Auslassspalten wird ein konvektiver Wärmefluss festgelegt.
- Bei allen anderen Rändern wird eine konstante Umgebungstemperatur verwendet.
- Auf allen Gebieten kommen die physikalischen Parameter aus *Anhang A* und gegebenenfalls Vereinfachungen zur Anwendung.
- Für den Heizer wird eine Versorgungsspannung von 3V angenommen und aus dem Widerstandswert und den Abmessungen eine volumenbezogene Leistungsdichte mit dem erwähnten Korrekturfaktor berechnet.

Die Simulationssoftware muss auf allen Gebieten die Wärmeleitungsgleichung lösen. Im Hohlraum werden die Navier-Stokes-Gleichung und die Wärmeleitungsgleichung gekoppelt behandelt. In diesen Bereich erfolgt der Wärmestrom durch Konvektion und Konduktion. Einen zweiten Bereich allerdings mit ruhender Luft gibt es noch über der Membran. Dieses Gebiet ist besonders bedeutend für das Temperaturprofil im Sensor. Da es sich um

einen Bereich mit einem ruhenden Fluid handelt erfolgt die Wärmeleitung nur über Konduktion und das Lösen der Navier-Stokes-Gleichung ist nicht notwendig.

Die Annahme einer konstanten Temperatur auf allen Außenflächen außer bei den beiden Spalten bedarf einer näheren Betrachtung. Der Hohlraum wird durch ein Bauteil aus Kunststoff gebildet, welches durch die Hand und dem Untergrund erwärmt bzw. abgekühlt wird. Dies erfolgt auf allen Seiten annähernd gleichmäßig, weil die PC-Maus gut am Untergrund aufliegt.

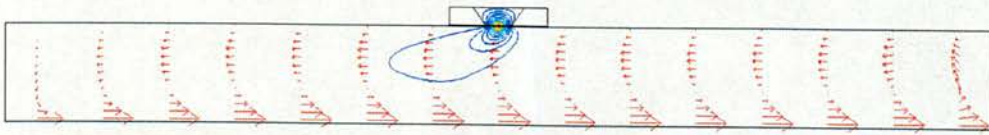


Abbildung 27: Zweidimensionales Modell
mit $d=20\text{mm}$, $h=2\text{mm}$ und $v=0,6\text{m/s}$

Problematisch ist aber die Umgebung um den Strömungssensor. Der Strömungssensor ist in eine Leiterplatte integriert, welche die ganze obere Fläche abdeckt. Kleinste Asymmetrien in Leiterplatte führen zu einer unterschiedlichen Temperatur am Rand des Strömungssensors und beeinflussen diesen auch dementsprechend negativ. Bei der Leiterplattenkonstruktion wurde somit sorgfältig auf die Symmetrie der Leiterbahnen geachtet. Im Abschnitt Leiterplattenintegration wird darauf besonders eingegangen.

In der Detailansicht wird deutlich, dass bei den beiden Substrattemperatursensoren links und rechts die Temperatur relativ konstant ist. Eine genaue Auswertung mit den Abmessungen von Abbildung 27 zeigt eine Temperaturdifferenz von $6,67 \cdot 10^{-4}\text{K}$ bei einer Geschwindigkeit von $0,6 \frac{\text{m}}{\text{s}}$, was für eine PC-Maus unrealistisch schnell ist. Es kann daher von einer annähernd konstanten Temperaturdifferenz der Substrattemperatursensoren ausgegangen werden. Für die Auswerteelektronik lässt sich dies sehr vorteilhaft ausnutzen, wie der Abschnitt *Brückenschaltung* zeigt.

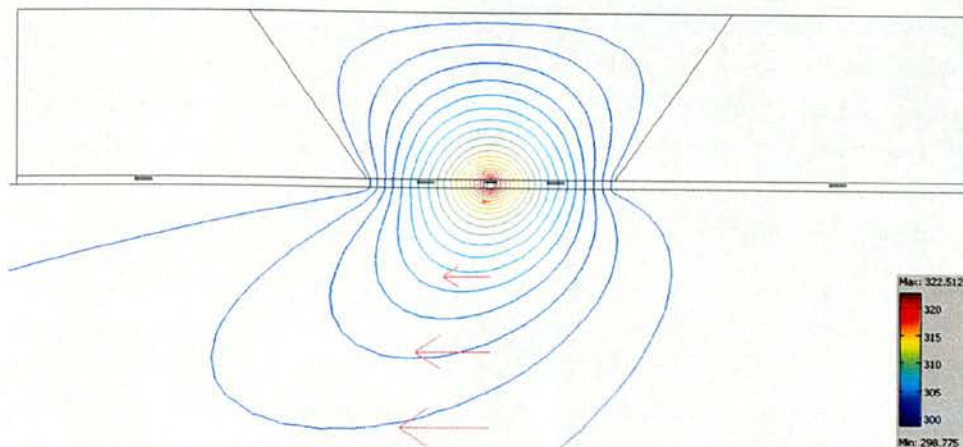


Abbildung 28: Strömungssensor mit sich einstellenden
Temperaturprofil im Detail

Bei den Membrantemperatursensoren ist hingegen ein großer Temperaturunterschied wünschenswert. Dies wird durch die geringe thermische Wärmeleitfähigkeit der Membran be-

günstigt, sodass nur das fließende Medium das Temperaturprofil maßgebend beeinflusst. Diese Verzerrung des Temperaturfeldes ist in Abbildung 28 gut erkennbar. Dabei wird der rechte Temperatursensor abgekühlt und der linke Sensor bleibt annähernd auf der gleichen Temperatur. Es kommt aber nur auf den Temperaturunterschied an und dieser beträgt $0,595K$ bei $0,6 \frac{m}{s}$.

Die mittlere Temperatur der Temperatursensoren wird über Integration und Division über die zugehörige Fläche gewonnen. Mit Formel 5 geschieht die Umrechnung in einen Widerstandwert. Die vier Widerstände werden in eine Wheatstonesche Messbrücke (Versorgungsspannung von $1,502V$) eingebaut, wobei die Brückenspannung als Ausgangssignal bei allen Simulationen ausgegeben wird. Die genaue Funktionsweise der Brückenschaltung erfolgt noch im gleichnamigen Kapitel.

3.4 Dreidimensionales Modell

Dieses Modell kommt der Realität wesentlich näher. Durch die Komplexität müssen trotzdem starke Vereinfachungen vorgenommen werden. Die Vereinfachungen sind sehr ähnlich zum zweidimensionalen Modell. Der wesentliche Unterschied liegt in Aufbau der Membran. In Abbildung 10 ist der Schichtenaufbau dargestellt und es werden hier die SiO- und SiN-LPCVD-Schicht zusammengefasst. Die SiN-PECVD-Schicht wird geteilt, wobei eine Schicht so hoch ist wie der Heizer und der andere Teil entfällt auf die restliche Höhe. Die Ursache für diese ungewöhnliche Aufteilung liegt in der Netzgenerierung von COMSOL Multiphysics®. Durch die dreidimensionale Struktur entstehen für die Simulation sehr viele Netzelemente und diese können vermindert werden, wenn Quader statt Tetraeder zur Verwendung kommen. Quader füllen selbstverständlich ein größeres Volumen als Tetraeder in einer quadratischen Geometrie aus.

Ein berechnetes Modell ist in Abbildung 29 ersichtlich. Der Hohlraum sieht in dieser Geometrie leicht eckig aus, aber dies kommt nur durch die grobe graphische Darstellung von COMSOL Multiphysics® zustande. Die Pfeile zeigen hier wieder die Strömungsgeschwindigkeit an und das Temperaturprofil ist durch einen vertikalen Schnitt im Sensor erkennbar. Die rote Färbung in der Mitte der Membran deutet eine Temperaturerhöhung durch den Heizer an. Eine leichte strömungsbedingte Temperaturprofilverschiebung nach links ist ebenfalls beobachtbar.

Wegen der sehr langen Rechenzeit von einigen Tagen wird das dreidimensionale Modell nur für ausgewählte Betrachtungen herangezogen. Eine sehr wichtige Eigenschaft ist die Orthogonalität des Sensors, welche mit dem zweidimensionalen Modell nicht simulierbar ist. Die Orthogonalität ist deshalb von so großer Bedeutung, weil die PC-Maus im regulären Betrieb nicht nur in einen sondern in jede beliebige Richtung bewegt werden kann. Daher sind zwei Sensoren für die x- und y-Richtung vorgesehen. Jeder dieser beiden Sensoren darf nur jeweils die bestimmte Geschwindigkeitskomponente messen. In zweidimensionalen kartesischen Koordinaten wird das in Formel 47 ausgedrückt.

$$v_x = |v| \cdot \cos \phi$$

$$v_y = |v| \cdot \sin \phi$$

Formel 47: x- und y-Richtung der Geschwindigkeit

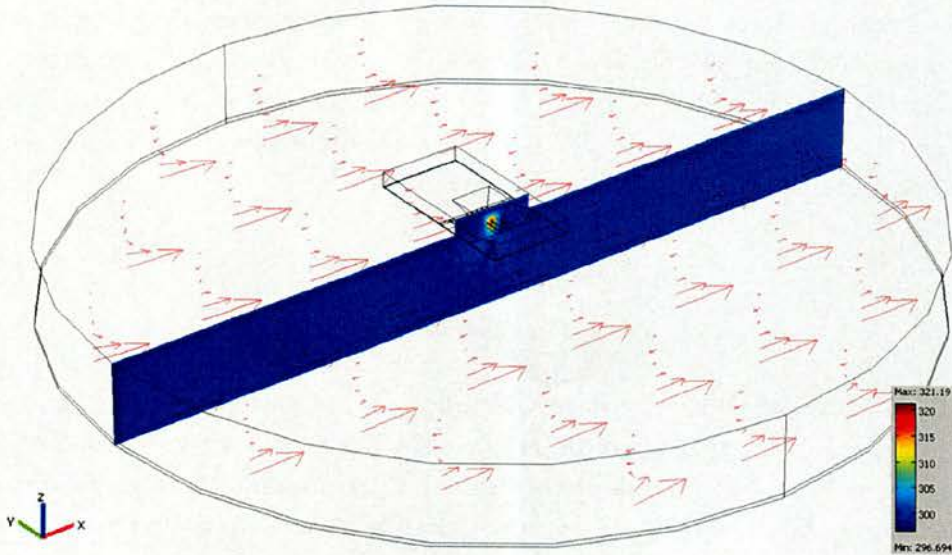


Abbildung 29: Dreidimensionales Modell mit $d=20\text{mm}$, $h=2\text{mm}$ und $v=0,6\text{m/s}$

Wenn in der Simulation der Einströmwinkel ϕ variiert wird, erhält man die Kurven in Abbildung 30. Die blaue Kurve ist dabei der mathematische Sinus mit angepasster Amplitude und dient hier nur zum Vergleich. Das Ausgangssignal wird in der Kennlinie mit $U_{\text{Brücke}}$ angegeben.

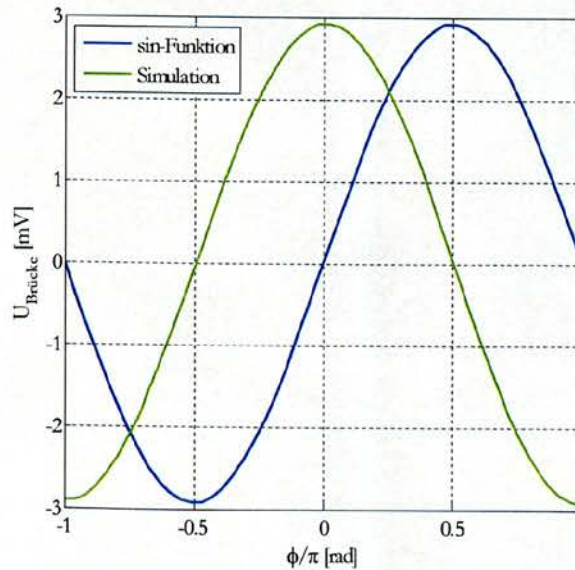


Abbildung 30: Veränderung des Ausgangssignals bei Variation des Strömungswinkels (bei $|v|=0,4\text{m/s}$)

Die Kennlinie in Abbildung 30 zeigt, dass die Amplitude im negativen als auch im positiven Bereich vollkommen gleich ist. Bei einer Strömung von vorne, also bei $\pm \frac{\pi}{2}$, gibt der Sensor keine Spannung aus. Im Zwischenbereich kann mit dem Skalarprodukt die Orthogonalität bestimmt werden (Moon, et al., 2000). Wenn in der Formel 48 die Variablen f und g unterschiedlich sind, muss sich für orthogonale Funktionen durch Integration ein Ergebnis von Null ergeben. Nur wenn die Funktionen beide gleich sind, kommt etwas von Null verschiedenes heraus. Wenn durch Integration eine Lösung von Eins entsteht, spricht man auch von einer orthonormalen Funktion. Die trigonometrischen Funktionen sind eine Klasse der orthonormalen Funktionen (Moon, et al., 2000).

$$\langle f|g \rangle = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cdot g(x) dx$$

Formel 48: Skalarprodukt

Bei der in Abbildung 29 angegebenen Geometrie mit den entsprechenden Abmessungen erhält man ein Skalarprodukt von 0,0194. Es ergibt sich zwar keine vollkommene Orthogonalität, dies kann aber auf numerische Fehler bei der Simulation zurückgeführt werden. Grundsätzlich braucht aber bei diesem sehr kleinen Wert keine Approximation mit orthogonalen Polynomen oder andere Korrekturrechnungen für die Richtungsauswertung ausgeführt werden.

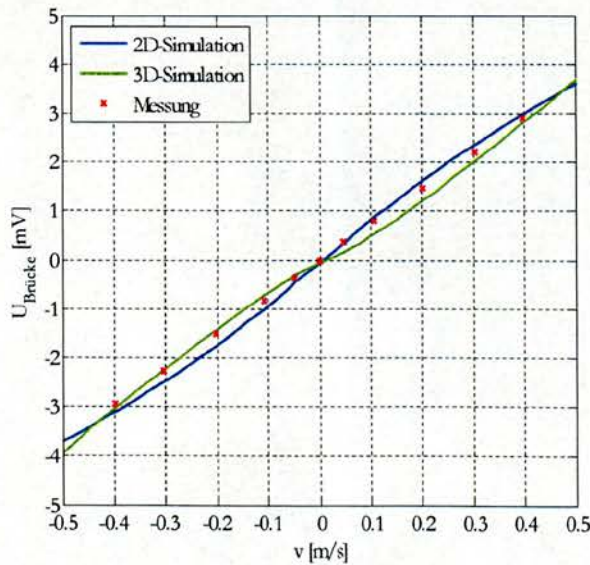


Abbildung 31: Vergleich von zwei-, dreidimensionaler Simulation und Messung (Durchmesser 20mm; Höhe 2mm)

Um die Gültigkeit des dreidimensionalen und auch des zweidimensionalen Modells aufzuzeigen, wird an dieser Stelle schon ein Vorgriff auf die Messergebnisse gemacht. Für alle drei Kennlinien wird die identische Struktur für den Hohlraum mit einem Durchmesser von 20mm und einer Höhe von 2mm verwendet. Die Simulationsergebnisse und Messdaten sind in Abbildung 31 zusammengefasst. Die Messung und die Simulationen passen relativ gut zusammen, wobei sich für das zweidimensionale Modell eine sehr geringe Abweichung

abzeichnet. Bei einer Überschreitung des Absolutbetrags der Strömungsgeschwindigkeit von $0,5\text{m/s}$ wird die Abweichung besonders groß. Dieser Bereich ist aber für die PC-Maus nicht bedeutsam, weil eine so hohe Bewegungsgeschwindigkeit ausgeschlossen werden kann. Beim dreidimensionalen Modell gibt es größere Abweichungen, weil auf Grund der Speicherproblematik die Netzpunktezah und somit die Genauigkeit nicht erhöht werden kann.

3.5 Parametervariation

Die folgenden Unterabschnitte beschäftigen sich mit der Variation der geometrischen Parameter des Hohlraums. Bei den Ergebnissen wird immer nur der Strömungssensortyp „Weit“ dargestellt. Die Elemente am Strömungssensor werden dabei nicht optimiert und als gegeben angesehen. Die Verschiebung der Sensorelemente kommt dennoch zur Betrachtung, weil beim realen Sensor dies auch der Fall ist. Bei allen Kennlinien wird das zweidimensionale Modell verwendet, denn die Rechenzeit ist viel geringer und es ist auch gerechtfertigt, wie der letzte Abschnitt gezeigt hat.

Wenn in den Ergebnissen nichts anderes angegeben ist, kommen folgende festgesetzte Parameter zum Einsatz.

- Umgebungstemperatur von $298,15\text{K}$
- Hohlraum mit einer Höhe von 2mm
- Hohlraum mit einem Durchmesser von 20mm
- Geschwindigkeit der PC-Maus von $0,4\frac{\text{m}}{\text{s}}$

3.5.1 Abmessungen

Bei den folgenden Kurven wird als Hohlraum für die Strömung ein Zylinder zugrundegelegt. Dieser Zylinder hat eine Höhe h und einen Durchmesser d . Diese Werte werden nun verändert und die Brückenspannung am Strömungssensor betrachtet.

Als Ausgangspunkt dient die Geometrie von (Sasaki, et al., 2005), die auch einen Zylinder mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 3mm verwendet. Bei diesen Werten handelt es sich um nicht optimierte Abmessungen.

Die ersten Kennlinien (Abbildung 32) zeigen die Brückenspannung bei fixiertem Durchmesser von 10mm . Gut zu erkennen ist, dass bei Verkleinerung der Höhe die Brückenspannung steigt. Dies ist von besonderer Bedeutung, weil das Signal-Rausch-Verhältnis wesentlich größer wird. Nachteilig an dieser geringen Höhe ist Möglichkeit einer Berührung des Strömungssensors mit der Unterlage, was den Sensor mit sehr großer Wahrscheinlichkeit zerstört. Eine weitere Schwierigkeit liegt in der technischen Umsetzung eines mit so einer geringen Höhe ausgestatteten Hohlraums. Aus den Konstruktionsplänen in *Anhang D* ist der Grund zu erkennen. Es bleibt nur eine sehr dünne Schicht mit 1mm be-

stehen, welche mit der Toleranz von $\pm 0,25\text{mm}$ noch dünner ausfallen kann. Eine mechanische Stabilität wäre damit nicht mehr gegeben.

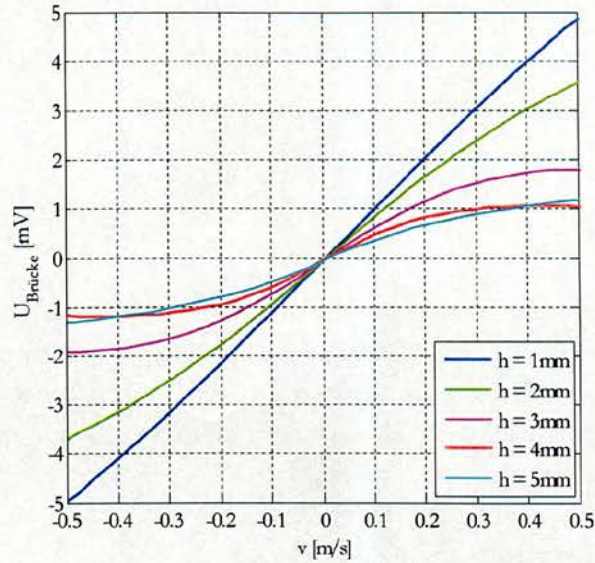


Abbildung 32: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 10mm

Bei Vergrößerung werden zwar die mechanischen heiklen Punkte umgangen, aber die Kennlinie zeigt eine immer kleinere und zusätzlich nicht lineare Brückenspannung an. Bei einer Anhebung des Durchmessers ändert sich die Brückenspannung, wie in Abbildung 33 zeigt. Bei kleinen Höhen nimmt die Brückenspannung ab und bei großen Höhen zu. Nur beim Zylinder mit 2mm Höhe bleibt die Kennlinie fast unverändert. Dieser Trend setzt sich auch bei weiterer Vergrößerung des Durchmessers in Abbildung 34 fort.

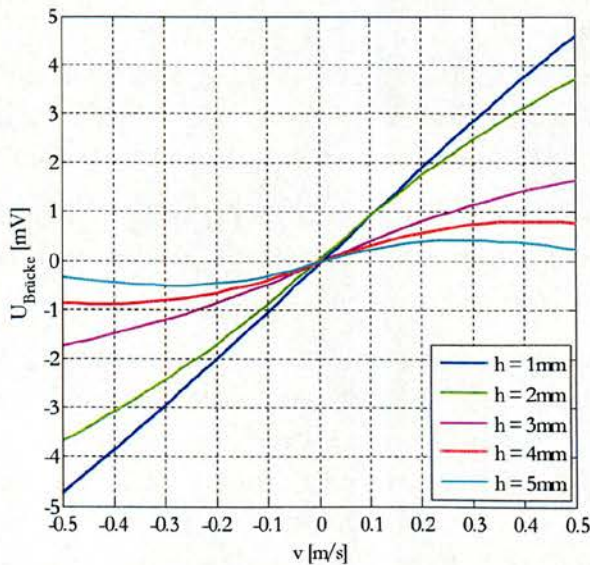


Abbildung 33: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 15mm

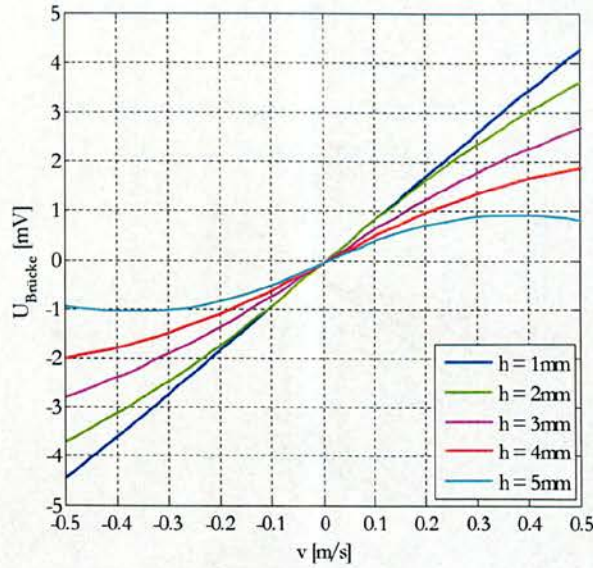


Abbildung 34: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 20mm

Bei einer nochmaligen Vergrößerung des Durchmessers in Abbildung 35 und Abbildung 36 wachsen die Kennlinien immer mehr zusammen. Die unterschiedliche Höhe spielt eine zunehmend geringere Rolle. Bei großen Hohlräumen muss aber auch immer beachtet werden, dass im Gehäuse jeweils für die x- und y-Achse ein Hohlraum notwendig ist. Mit steigendem Durchmesser wird die PC-Maus auch immer größer bis diese technisch nicht mehr realisierbar ist.

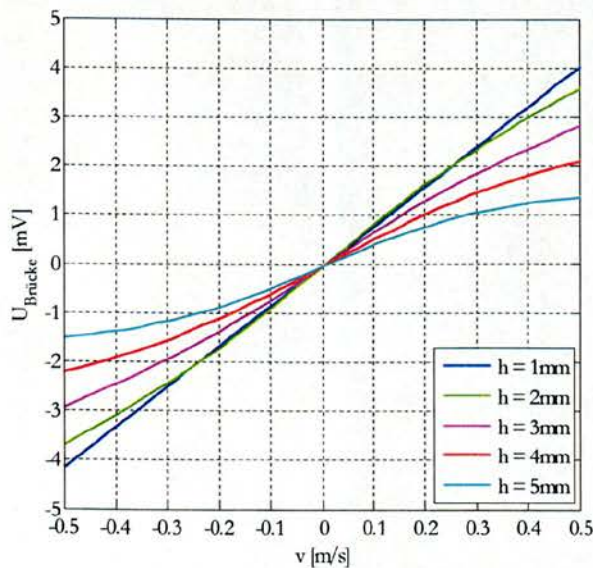


Abbildung 35: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 25mm

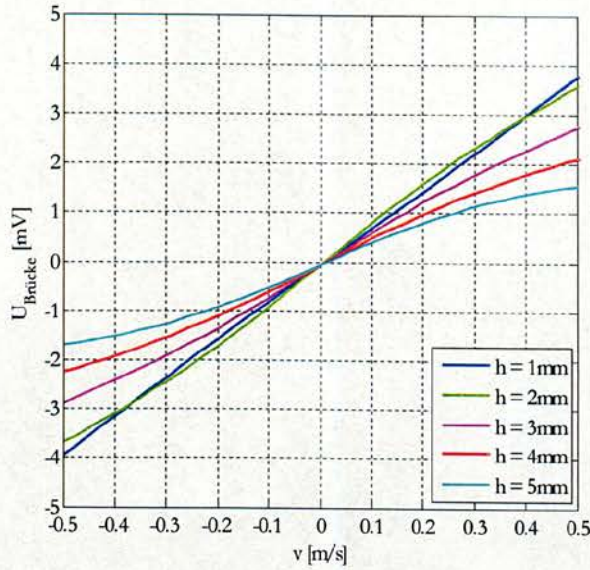


Abbildung 36: Höhenvariation des Hohlraums mit einem Durchmesser von 30mm

Auch hier zeigt sich, dass die Höhe von 2mm fast immer die gleiche Brückenspannung liefert. Die Linearität nimmt bei allen Kennlinien leicht zu.

Eine Zusammenfassung aller Abmessungsvariationen bei einer Strömungsgeschwindigkeit von $0,4 \frac{m}{s}$ liefert die Abbildung 37. Auch hier zeigen sich die geringe Brückenspannung und damit die prekäre Auswertung der Signale bei großen Höhen des Hohlraums. Eine passende Höhe scheint 2mm zu sein, weil alle Kennlinien diesen Punkt durchlaufen. Kleinere Höhen sind, wie schon angekündigt, wegen der mechanischen Instabilität eher ungeeignet.

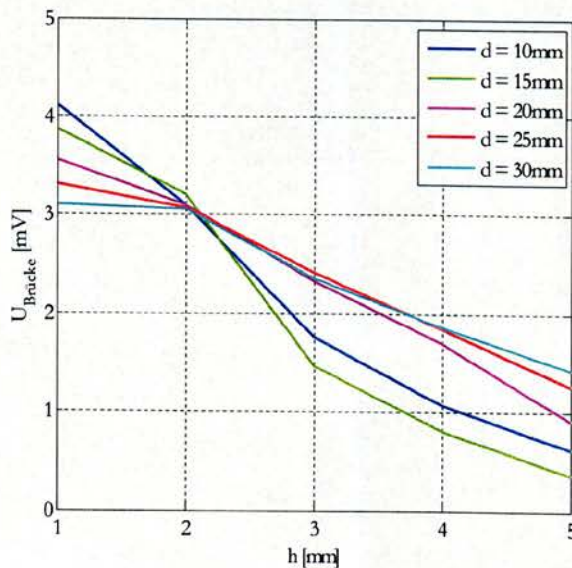


Abbildung 37: Abmessungsvariation mit maximaler Brückenspannung bei $0,4 \frac{m}{s}$

Eine bedeutsame Eigenschaft ist die Linearität der Kennlinie. Prinzipiell könnte die Nichtlinearität zwar in der digitalen Verarbeitung korrigiert werden, aber dies erfordert natürlich mehr Rechenleistung des Prozessors. Um die digitale Linearisierung zu umgehen, wird folglich nach einer möglichst linearen Kennlinie gesucht.

Eine Kennzahl für die Linearität ist der integrale Linearitätsfehler in Formel 49 (Patzelt, et al., 1996). Der Nenner der genannten Formel stellt dabei den Endwert des Betrachtungsbereiches dar.

$$F_{linear} = \frac{\max[y_{soll} - y_{ist}]}{\max[y_{soll}]} \cdot 100\%$$

Formel 49: Integraler Linearitätsfehler

Die Auswertung des integralen Linearitätsfehlers über die Abmessungsvariation liefert die Abbildung 38. Wie in den vorhergehenden Kennlinien schon grob erkennbar war, steigt der Fehler deutlich mit der Höhe des Hohlraums. Wiederum gibt es einen zentralen Punkt bei der Höhe von 2mm . Darunter ist der Fehler noch kleiner, aber durch die konstruktionsbedingten Einschränkungen ist dieser Bereich nicht erreichbar.

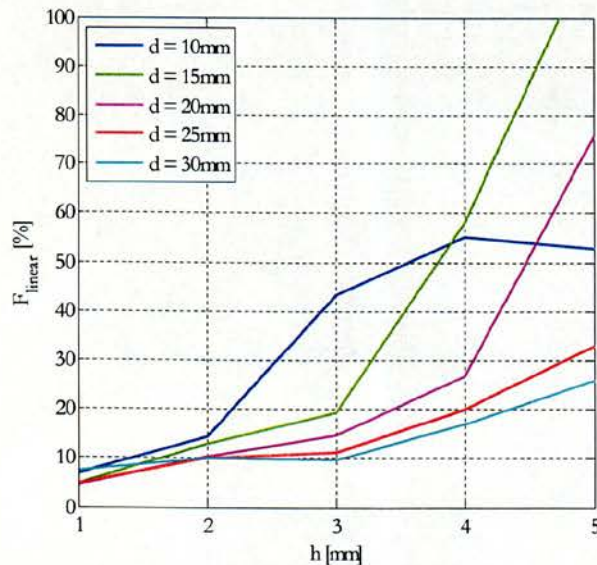


Abbildung 38: Änderung des linearen Fehlers bei Abmessungsvariation

Nichtsdestoweniger ist bei Sensoren die auf thermischen Eigenschaften beruhen, häufig eine langsame Reaktion auf Änderungen gegeben. Bei Mikrostrukturen wird durch die geringe Masse der transiente Anteil geringer, wie im linken Bereich von Formel 12 ersichtlich ist. Ein Vorteil der Miniaturisierung ist generell durch eine kürzere Ansprechzeit gegeben. Die Navier-Stokes-Gleichung hat keinen transienten Anteil, aber die Wärmeleitungsgleichung muss im Hohlraum genauso gelöst werden. Unterschiedliche Hohlraumabmessungen zeigen dementsprechend auch unterschiedliche Auswirkungen auf die Anstiegszeit der Brückenspannung, wie aus Abbildung 39 ersichtlich ist.

Für die Simulation der Anstiegszeit braucht man einen definierten Anfangszustand. Dazu lässt man den Sensor sich ohne Strömung (ruhende PC-Maus) erwärmen. Nach einer ausreichenden Phase der Erwärmung bei der sich die Brückenspannung nicht mehr ändert, wird eine sprunghafte Änderung der Bewegungsgeschwindigkeit von $0,4 \frac{m}{s}$ ausgeführt. Die Brückenspannung ändert sich und beim Erreichen von 90% des Endwertes wird die Zeitdifferenz zum Sprunganfang gemessen (Abbildung 39).

Jeder Hohlraum zeigt bei unterschiedlichen Durchmessern und Höhen ein Maximum in der Anstiegszeit. Bei der Höhe von $2mm$ gibt es erneut einen zentralen Punkt, wo der Durchmesser des Hohlraumes irrelevant ist.

Die Simulationsergebnisse legen nahe, dass die Höhe von $2mm$ optimal ist. Kleinere Höhen ergeben zwar noch bessere Eigenschaften, kommen aber wegen der mechanischen Festigkeit jedoch nicht in Frage. Die elektrischen Eigenschaften hängen bei dieser Höhe nicht von dem Durchmesser ab und daher wurden zwei unterschiedliche Hohlraumabmessungen mit einem Durchmesser von jeweils $10mm$ und $20mm$ erzeugt. Ein Vergleich der beiden Typen erfolgt im Abschnitt *Messungen*.

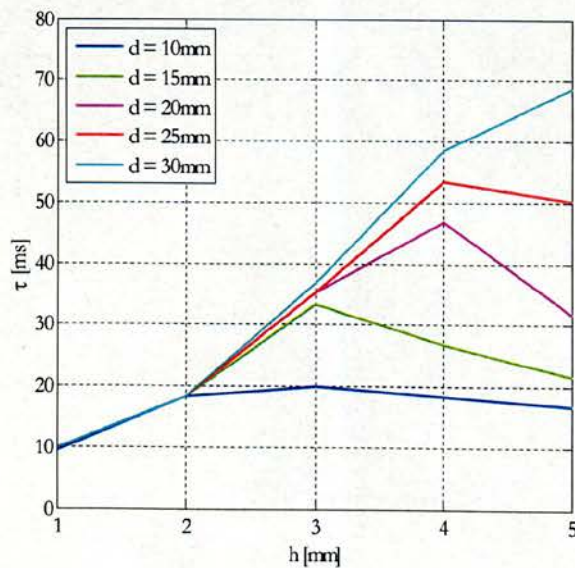


Abbildung 39: Anstiegszeit in Abhängigkeit der Abmessungsvariation bei einem Sprung der Geschwindigkeit von $0,4m/s$

3.5.2 Hohlraumform

Bei den bisher ausgeführten Simulationen wurde implizit eine zylinderförmige Geometrie angenommen. Nun sollte untersucht werden, ob eine Änderung des Rands aus Abbildung 27 eine Änderung des Ausgangssignals verursacht. Die erste Geometrie ist ein Kegelstumpf mit 45° abgeschrägt Wänden. Der zweite Hohlraum hat mit einem Viertelkreis abgerundete Ränder. Der Radius entspricht dabei der Höhe des Hohlraums.

Die Simulationen wurden hinsichtlich zeitlichen und stationären Verhalten ausgeführt. Für die abgeschrägte Form kann in der Größe des Ausgangssignal zu dem Zylinder nur eine Erhöhung von 0,38% ermittelt werden. Beim abgerundeten Rand sind es lediglich 0,10%.

Der Linearitätsfehler verändert sich auch nur minimal zur Abbildung 38. Für den Kegelstumpf sind es 10,60% und für die zweite Geometrie 10,46%.

Die transiente Analyse zeigt ebenfalls nur geringfügige Unterschiede in der Anstiegszeit bei veränderter Randform. Der abgerundete Rand verursacht keinerlei Abweichung zum Zylinder. Der Rand mit einer Abschrägung von 45° liefert sogar eine Erhöhung der Anstiegszeit um 4%.

Die Verbesserungen der abgeschrägten und abgerundeten Hohlraumgeometrie sind einfach zu gering, um diese in das reale Bauteil umzusetzen. Die Fräsung eines Kunststoffteils mit diesen Randformen bringt mehr Schwierigkeiten mit sich, als die minimal höhere Brückenspannung dies gerechtfertigen würde.

3.5.3 Umgebungstemperatur

Die PC-Maus in dieser Arbeit funktioniert nach dem thermischen Prinzip. Es ist daher besonders wichtig den Einfluss wechselnder Umgebungstemperatur zu untersuchen. Die PC-Maus muss dabei so konstruiert werden, dass der Einfluss für den Benutzer unmerklich ausfällt. Die Temperatursensoren des Strömungssensors bilden eine Wheatstonesche Messbrücke. Diese ist bei geeigneter Versorgung unempfindlich auf Änderungen der Umgebungstemperatur. Die mathematische Begründung für dieses Verhalten folgt im Abschnitt *Brückenspannung*.

In den Simulationen werden die Auswirkungen der Umgebungstemperatur auf den Heizer und die Temperatursensoren zuerst getrennt behandelt. Wenn der Heizer von der Umgebungstemperatur total unabhängig ist und die Temperatursensoren keine Eigenerwärmung erfahren, sind die Ergebnisse in Abbildung 40 mit „keine Berücksichtigung“ gekennzeichnet. Durch die erwähnte Schaltungskonfiguration ergibt sich für diesen Fall überhaupt kein Temperatureinfluss auf die Brückenspannung, wenn die Temperaturveränderung örtlich gleichmäßig geschieht.

Wie die Formel 4 zeigt, gibt es eine deutliche Abhängigkeit von der Temperatur für den Widerstandswert des Heizers. Der Heizer wird über eine Spannungsquelle versorgt und die Heizleistung $P_{el} = \frac{U^2}{R_{Heizer}}$ ist reziprok vom Widerstand des Heizers abhängig. Dies führt bei höherer Umgebungstemperatur zu einer Abnahme der Heizleistung was eine fallende Brückenspannung nach sich zieht (Abbildung 40 „nur Heizer“). Bei diesen betrachteten Temperaturschwankungen kann sich somit bei einer Strömungsgeschwindigkeit von $0,4 \frac{m}{s}$ die Brückenspannung bis zu $228 \mu V$ unterscheiden. Bei einer Referenztemperatur von $298,15 K$ resultiert dies mit einer Fehlmessung der Geschwindigkeit von $30 \frac{mm}{s}$.

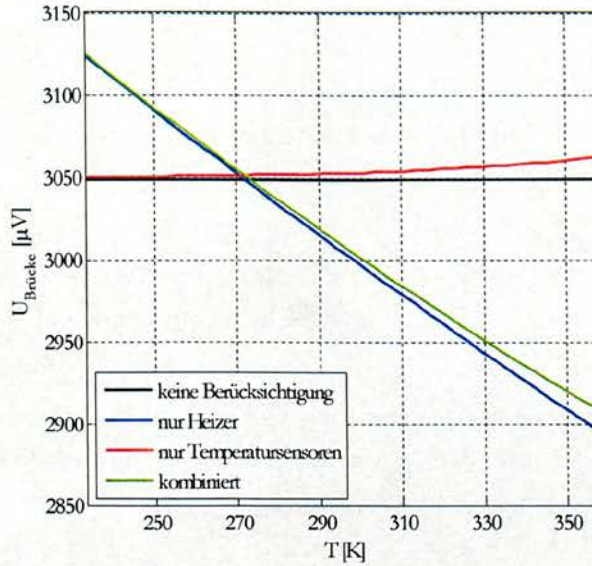


Abbildung 40: Einfluss der Umgebungstemperatur auf die Brückenspannung bei 0,4m/s

Wird die Temperaturabhängigkeit des Heizers außer Acht gelassen und nur die Eigenerwärmung der Temperatursensoren nach Formel 5 berücksichtigt, ergibt sich eine geringe Änderung der Brückenspannung (Abbildung 40 „nur Temperatursensoren“). Bei hoher Umgebungstemperatur nimmt die Eigenerwärmung der Temperatursensoren ebenfalls zu und es besteht die Gefahr, dass es sogar zu einer thermischen Zersetzung kommen kann. Die Strömungssensoren sind keiner erhöhten Temperatur ausgesetzt worden und somit liegen keine Ergebnisse bezüglich dieses Verhaltens vor. Bei Raumtemperatur besteht diese Gefahr allerdings nicht.

Schließlich geschieht noch eine Kombination aller Effekte (Abbildung „kombiniert“). Weil die Temperatursensoren und der Heizer einen Temperaturkoeffizienten mit unterschiedlichen Vorzeichen besitzen, hebt sich deren Temperatureinfluss leicht auf. Es ist aber immer noch im betrachteten Temperaturbereich von 233,15K bis 358,15K eine Gesamtänderung in der Brückenspannung von $217\mu V$ vorhanden. Bei einer PC-Maus handelt es sich um ein interaktives Zeigergerät und die Änderung der Bewegungsgeschwindigkeit von 7,2% über den großen Temperaturbereich wird dem Benutzer kaum auffallen, zumal die Temperaturschwankungen unwahrscheinlich plötzlich auftreten. Für ein Präzisionszeigergerät müsste jedoch eine Korrektur erfolgen.

In der vorhergehenden Untersuchung kommt eine vollkommen örtlich gleichmäßige Temperaturveränderung zur Anwendung. Wenn aber die Luft- und Gehäusetemperatur unterschiedlich sind, ergeben sich Signaländerungen die in Abbildung 41 zusammengefasst sind.

Für die Simulationen wurde angenommen, dass die Lufttemperatur im Mittel konstant ist. Durch Heizen oder Lüften des Raumes kommt es zu Änderungen, die aber sehr langsam im betrachteten Zeitbereich ausfallen. Die essentielle Temperaturänderung kommt durch das Gehäuse zustande und beeinflusst den Strömungssensor. Der Benutzer der PC-Maus

legt seine Hand auf das Gerät und erwärmt damit das Gehäuse. Beim Entfernen der Hand kühlt sich dieses wieder ab. Im Mittel kommt es zu einer Erwärmung des Gehäuses.

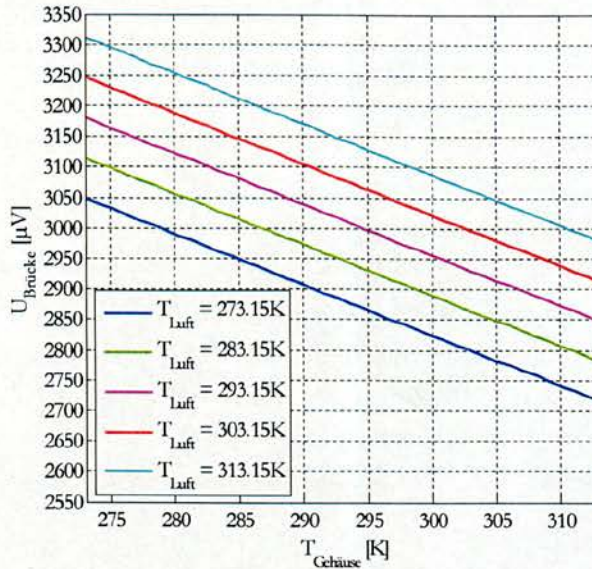


Abbildung 41: Einfluss der Gehäuse- und Lufttemperatur auf die Brückenspannung bei 0,4m/s

In Abbildung 41 ist die Lufttemperatur für jede Kennlinie konstant und nur die Gehäusetemperatur verändert sich in einem Bereich von 273,15K bis 313,15K. Dies soll dem möglichen Temperaturbereich entsprechen, welcher durch die menschliche Körpertemperatur beeinflusst wird. Sowohl die Lufttemperatur als auch die Gehäusetemperatur beeinflussen die Ausgangskennlinie. Eine Kompensation ist nur möglich, wenn die Temperatur beider Domänen gemessen wird. Zusätzliche Temperatursensoren für die Lufttemperaturmessung wären damit notwendig.

Bei einer Referenztemperatur von 298,15K ergibt sich ein Temperaturkoeffizient für die Brückenspannung von $-8,3 \frac{\mu V}{K}$. Für die Strömungsgeschwindigkeit entspricht dies $-1,1 \frac{m m}{s K}$. Der Endbenutzer wird seine Hand nicht permanent auf dem Gerät halten. Es kommt daher zu einer Einstellung einer mittleren Gehäusetemperatur, die unter der Körpertemperatur liegt. Die Auswirkungen sind folglich sehr gering und der Endanwender ist damit nicht unmittelbar gestört.

3.5.4 Auswirkungen von geometrischen Toleranzen

Abweichungen von der idealen Geometrie sind nicht nur bei den Elementen und Schichten am Strömungssensor gegeben, sondern es kommt auch durch die Montages des Sensors auf der Leiterplatte und durch den Einbau in den Hohlraum zu Verschiebungen. Die nachfolgende Untersuchung hilft bei der Frage, welche Teile hohe Genauigkeit aufweisen sollen und welche nicht so kritisch sind.

Im ersten Teil werden Toleranzen des Heizers und der Temperatursensoren betrachtet. Die größte Abweichung entsteht durch eine fehlerhafte Justierung der Belichtungsmasken bei der Waferprozessierung. Es kommt demzufolge zu einer Verschiebung der Membran, wie in Abbildung 11 und Abbildung 12 gut erkennbar ist. Die Toleranz unter den Sensorelementen ist relativ gering und durch die Maske vorgegeben und wird hier nicht näher betrachtet.

Die Abbildung 42 zeigt die Auswirkungen einer geringfügigen Verschiebung der Sensorelemente bezüglich des Membranmittelpunktes (dies entspricht in Abbildung 11 einem Versatz der Membranelemente nach unten). Wenn die Elemente vollkommen symmetrisch bezüglich der Membranmitte sitzen, ist bei der ruhenden PC-Maus (Strömungsgeschwindigkeit von $0 \frac{m}{s}$) kein Ausgangssignal messbar. Bei einem Versatz der Sensorelemente wird jedoch ein Sensorsignal ausgewertet. Der Effekt wird bei größerer Verschiebung immer ausgeprägter. Die Ursache liegt darin, dass ein Membrantempersensor näher am Substratrand liegt als sein Gegenstück. Unterschiedliche Temperaturen treten auf und dadurch entsteht ein Spannungsversatz, welcher durch eine passende Auswerteelektronik korrigiert werden muss.

Der Einbau des Strömungssensors in die Leiterplatte erfolgt ebenso mit geometrischen Toleranzen, weil die Tiefenfräsung in horizontaler als auch in vertikaler Richtung relativ ungenau ist. Die Leiterplatte wird in ein Gehäuse eingebaut und dabei können zusätzliche Toleranzen hinzukommen. Mit dem zweidimensionalen Modell kann man den Sensor nur nach links und rechts verschieben, wie aus Abbildung 27 klar wird. Bei nur kleinen Abweichungen ist auch die Strömung über den Sensor minimal unterschiedlich, wie Abbildung 43 verdeutlicht. Es wird hierbei der Relativfehler des Ausgangssignals in Abhängigkeit von dem Sensorversatz x bezogen auf den Hohlraumdurchmesser d betrachtet. Es ist also bei dieser Betrachtung beim Einbau in die Leiterplatte keine Präzision gefordert.

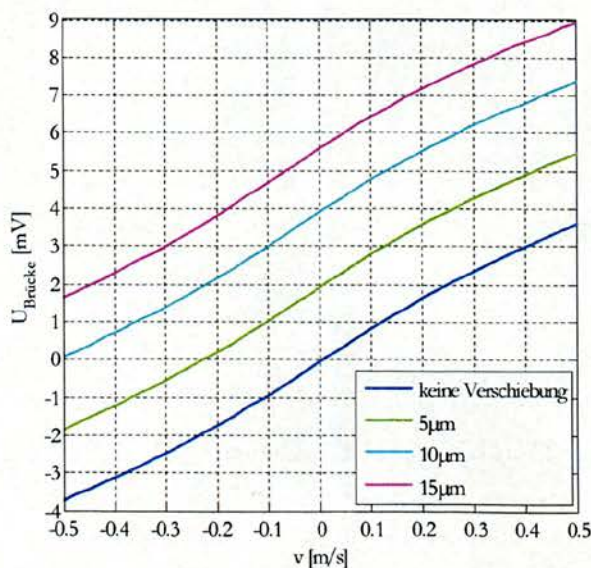


Abbildung 42: Auswirkung einer Verschiebung der Sensorelemente bezüglich der Membranmitte auf das Ausgangssignal

Wenn es zu einem Versatz über einem Fünftel des Durchmessers kommt, wird das Temperaturprofil durch die vertikale Strömung beeinflusst und der maximale Fehler steigt stark an. Zusätzlich kommt noch hinzu, dass die Brückenspannung unterschiedlich für beide Strömungsrichtungen ausfällt (d.h. sich nicht nur im Vorzeichen unterscheidet).

Der Strömungssensor kann auch verdreht in die Leiterplatte eingebaut sein. Diese Verdrehung führt zu einem fehlerhaften Winkel wodurch die Orthogonalität zerstört wird. Bei nur kleinen Verdrehungen merkt der Benutzer der interaktiven PC-Maus nichts davon, aber bei größeren Abweichungen ist das Anvisieren von Objekten am Bildschirm erschwert. Daher sollte ein Verdrehungsfehler so klein wie möglich gehalten werden.

In Abbildung 43 ist der maximale Fehler der Brückenspannung aufgetragen. Die Verschiebung des Sensors wirkt sich aber besonders auf die Orthogonalität aus. Die Abbildung 44 zeigt für verschiedene Verschiebungen eine Veränderung der Winkelabhängigkeit der Brückenspannung. Durch den Sensorversatz wird das Maximum der Brückenspannung nicht mehr bei dem Winkel von 0° erreicht. Umso größer der Versatz ist, desto ausgeprägter ist die Verschiebung des Maximums. Der Orthogonalitätsfaktor (Formel 48) bei 1mm Verschiebung ergibt sich zu $0,031$ und bei 2mm zu einem Wert von $0,055$.

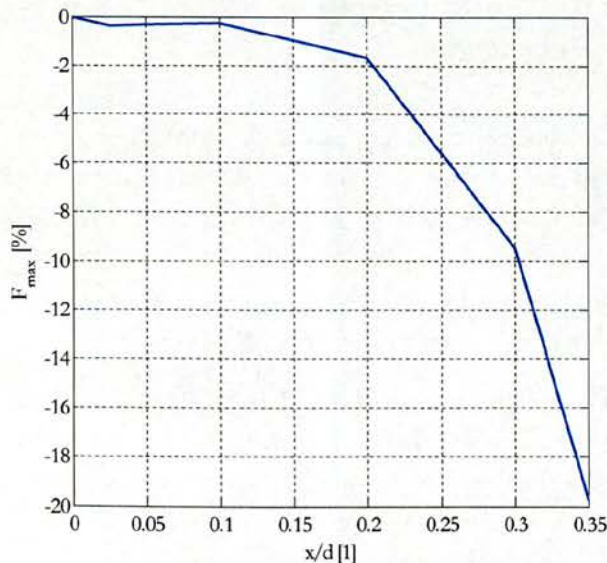


Abbildung 43: Relativfehler verursacht durch Verschiebung des Sensors im Hohlraum

Die Bewertung der Toleranzen ist für eine PC-Maus relativ schwierig, weil es immer auf den Benutzer des Gerätes ankommen. Ein Anwender kann es bei kleinen Toleranzen schon als unangenehm empfinden, wenn das Zeigersymbol beim Bewegen der PC-Maus von oben nach unten eine leicht schräge Linie am Bildschirm vollführt. Die Fehler beim Erfassen der Größe der Strömungsgeschwindigkeit sind nicht so von Bedeutung, weil diese in der digitalen Verarbeitung ausgeglichen werden können. Die Winkelerfassung ist aber besonders von Toleranzen abhängig und kann nicht mehr digital korrigiert werden. Die Fertigungstoleranzen aller Bauelemente werden sich in der Qualität der PC-Maus wieder spiegeln, wobei die Orthogonalität am stärksten betroffen ist.

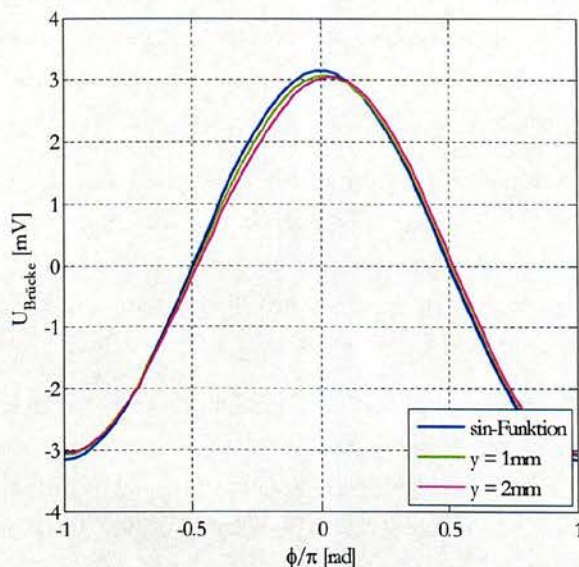


Abbildung 44: Orthogonalität bei Verschiebung mit $d=20\text{mm}$, $h=2\text{mm}$ und $v=0,4\text{m/s}$

3.6 Leiterplattenintegration

Für eine mechanisch stabile Verbindung muss der Strömungssensor in eine Leiterplatte eingebaut werden. Hierfür ist eine Vertiefung in die Leiterplatte gefräst. Der Strömungssensor ist also mit der Oberseite bündig in der Leiterplatte, damit die Luft tangential zur Membranoberfläche strömen kann. Die elektrische Verbindung erfolgt über Bonding-Drähte, die zum Schutz verklebt sind. Spalte zwischen dem Sensor und der Leiterplatte sind ebenfalls mit einem 2-Komponenten-Kleber verschlossen.

Bei der ersten Version der Leiterplatte (siehe *Anhang D*) wurde vor der Konstruktion noch keine Untersuchung bezüglich der thermischen Eigenschaften durchgeführt. Diese Version zeigt dementsprechende Probleme beim Abgleich der Spannungsverschiebung. In der Brückenspannung baut sich innerhalb von ungefähr einer Stunde eine große Spannungsverschiebung auf, welche nicht mehr korrigiert werden kann.

Ein rudimentäres zweidimensionales Modell in Abbildung 45 untersucht dieses Verhalten. Bei diesem Modell handelt es sich lediglich um eine Erweiterung aus dem Abschnitt *Zweidimensionales Modell*. Die grünen Teile entsprechen dabei den Leiterplatten. Auf der oberen Leiterplatte befindet sich die Auswerteelektronik während die untere den Strömungssensor beherbergt. Der violette Bereich soll das Gehäuse symbolisieren und ist mit einer konstanten Temperatur von $298,15\text{K}$ am Rand belegt. Die schwarzen vertikalen Striche stellen die Kupferverbindungen der beiden Leiterplatten dar. Auf den Leiterplatten sind weitere Kupferflächen mit einer Dicke von $35\mu\text{m}$ vorhanden, die in der Grafik schwer zu erkennen sind. Bei diesem Modell tritt keine Strömung auf und somit geschieht nur die Lösung der Wärmeleitungsgleichung. Die Navier-Stokes-Gleichung ist nicht notwendig.

Die Lösung des Modells im stationären Fall gibt die Temperaturverteilung im Querschnitt der PC-Maus an (Abbildung 45). Der schwarze Pfeil zeigt eine höhere Temperatur als auf der rechten Seite an. Diese auf den ersten Blick unbedeutende und relativ weit entfernte Temperaturänderung verursacht am Strömungssensor gleichwohl eine Temperaturdifferenz, wobei besonders die beiden Substrattemperatursensoren betroffen sind. Die Temperaturdifferenz beträgt in diesem Bereich $0,96K$. Auf der Membran ist der Unterschied nur $0,44K$. Bis sich das genannte Temperaturprofil einstellt, dauert es einige Zeit, wie in Abbildung 46 erkennbar ist. Der Vergleich mit der Messung zeigt eine gute Übereinstimmung, wobei die Spannungsverschiebung durch Widerstandstoleranzen bereits entfernt wurde.

Die Ursache für den verminderten Wärmestrom auf der linken Seite erklärt sich durch ungeeignete Leiterbahnführung. Die rechte Seite der unteren Platine hat eine durchgehende Kupferfläche und weist eine noch gute thermische Verbindung zur oberen Leiterplatte auf. Bei der linken Seite hingegen ist die durchgehende Kupferfläche durch zwei Leiterbahnen getrennt und erhitzt sich damit mehr. Das Basismaterial der Leiterplatte besitzt eine geringe thermische Leitfähigkeit im Gegensatz zu Kupfer und kann diesen Trend nicht mehr ausgleichen.

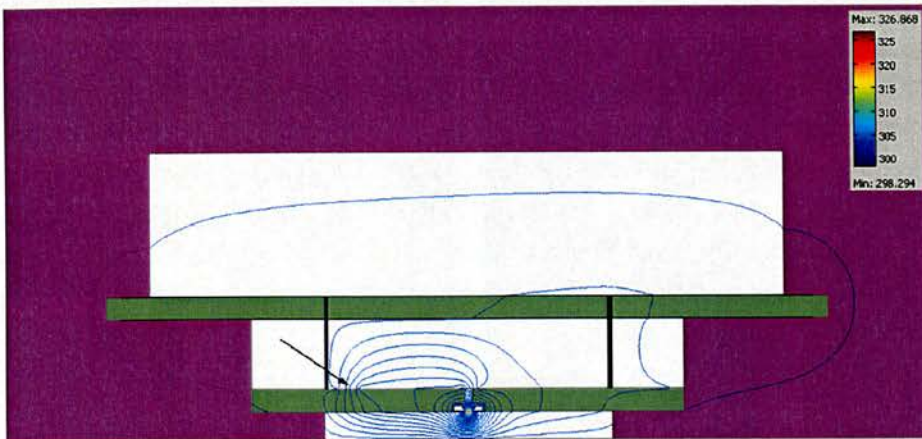


Abbildung 45: Temperaturverteilung für die Leiterplatte in Version 1.0

Bei der Entwicklung einer neuen Version der Sensorleiterplatte ist besonders auf das symmetrische Temperaturprofil geachtet worden. Auf der Unterseite kommt hier eine durchgehende Kupferfläche zum Einsatz, die die Temperatur auf der ganzen Fläche annähernd homogen machen soll (siehe Abbildung 47). Die Kupferfläche wird dabei nicht mit der elektrischen Masse verbunden, weil diese zu der oberen Leiterplatte über einen Draht führt und folglich wieder eine Asymmetrie verursachen könnte. Nachteilig ist, dass die elektrische Schirmung damit nicht mehr gegeben ist und das Ausgangssignal mehr Rauschen enthält. Die Leiterbahnen auf der Oberfläche haben allerdings durch diese Maßnahmen nur noch geringeren Einfluss auf den Wärmestrom. Es wurden aber trotzdem alle Leiterbahnen symmetrisch verlegt und auch Leerbahnen (Dummy-Leitungen) erstellt, wenn dies für das symmetrische Design notwendig war.

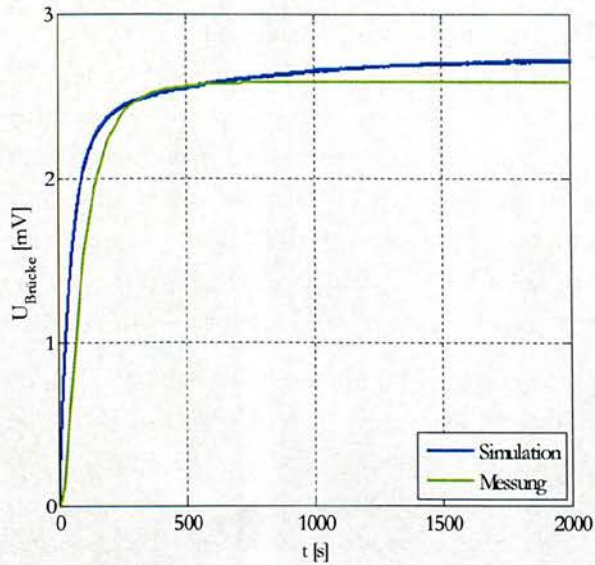


Abbildung 46: Versatz der Brückenspannung durch die Asymmetrie der Leiterplatte in Version 1.0

Das Simulationsergebnis mit dem symmetrischen Temperaturprofil ist in Abbildung 47 ersichtlich. Obwohl die Isolinien optisch vollkommen symmetrisch scheinen, ergibt sich ein geringe Brückenspannung von $-40\mu V$. Dies ist aber auf ein unsymmetrisches Gitter zurückzuführen, welches COMSOL Multiphysics® bei der Netzgenerierung erzeugt. Die Messdaten zeigen ebenfalls lediglich einen Endwert von $-505\mu V$, wobei Toleranzen durch den Verstärker oder durch die Widerstände eliminiert wurden. Die Werte passen nicht genau überein, weil es beim Integrieren des Strömungssensors in die Leiterplatte eine geringe geometrische Verschiebung gab.

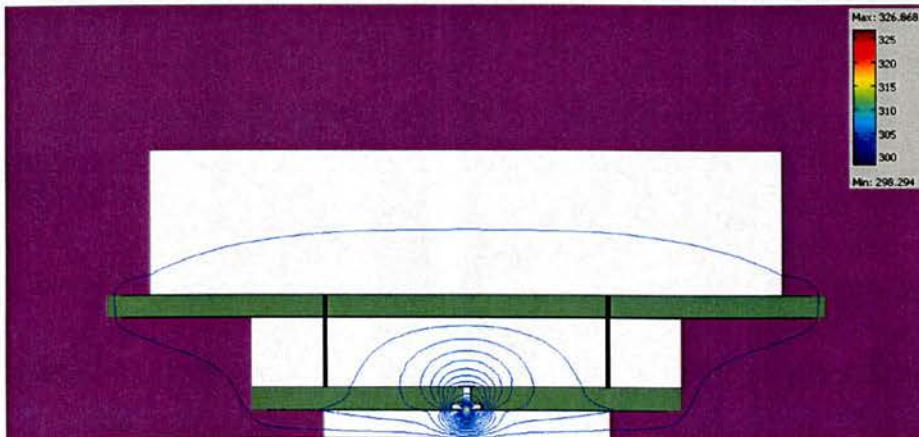


Abbildung 47: Temperaturverteilung für die Leiterplatte in Version 1.1

4 Auswertelektronik und Mechanik (Hardware)

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der gesamten Hardware, die für die Konstruktion der Flow-Sensor basierenden PC-Maus notwendig ist. Die Auswertelektronik hat ihren Ursprung in der Arbeit von (Glaninger, 1998) und muss für diese Anwendung miniaturisiert und angepasst werden. Die Abgleichvorgänge und andere Einstellungen müssen soweit automatisch vonstattengehen, dass der Benutzer von diesem nichts bemerkt. Die digitale Umwandlung der Messdaten, ausgenommen die Weiterverarbeitung mit der Software, wird ebenfalls in diesem Kapitel behandelt.

Der letzte Abschnitt behandelt das Gehäuse und zeigt, wie auf Grund der Simulationsergebnisse ein optimaler Hohlraum zustande kommt.

4.1 Analoge Schaltungsteile

Die Formel 5 und Formel 6 beschreiben die Temperaturabhängigkeit der Temperatursensoren. Für eine kürzere Schreibweise werden nun die Zahlenwerte durch Symbole ersetzt (Formel 50). Der Temperaturunterschied zwischen der Umgebungstemperatur T_{Lab} und der Temperatur einer der beiden Membrantemperatursensoren wird mit ΔT_1 bzw. ΔT_2 angegeben. Diese Unterscheidung ist notwendig, weil es in den meisten Fällen zu einer stärkeren Abkühlung eines Membrantemperatursensors als des anderen kommt, wodurch sich ihr Widerstandswert unterscheidet und folglich ein Sensorausgangssignal ergibt. Desweiteren wird angenommen, dass die Substrattemperatursensoren die Umgebungstemperatur messen. Diese Annahme ist gerechtfertigt, wenn die Leiterplatte in Version 1.1 und Strömungssensoren ohne Versatz zur Verwendung kommen.

Die vier temperaturabhängigen Widerstände auf dem Strömungssensor werden zwar im gleichen Prozessschritt erzeugt und sollten daher bei gleicher Temperatur den gleichen Widerstandswert aufweisen. Eine geringe Abweichung bleibt jedoch vorhanden und kommt mit den Widerstandswerten ΔR_n zur Berücksichtigung (n ist der jeweilige Temperatursensor).

Die Temperaturdifferenz beider Membrantemperatursensoren kann schaltungstechnisch auf verschiedenste Weise in eine Spannung umgewandelt werden. Im Folgenden werden einige Schaltungen mit ihren Eigenschaften beschrieben.

$$\begin{aligned}
 R_{Mem1} &= (R_0 + \Delta R_{Mem1}) \cdot e^{-\frac{1}{\alpha}(T_{Lab} - \Delta T_1)} \\
 R_{Mem2} &= (R_0 + \Delta R_{Mem2}) \cdot e^{-\frac{1}{\alpha}(T_{Lab} - \Delta T_2)} \\
 R_{Sub1} &= (R_0 + \Delta R_{Sub1}) \cdot e^{-\frac{1}{\alpha}T_{Lab}} \\
 R_{Sub2} &= (R_0 + \Delta R_{Sub2}) \cdot e^{-\frac{1}{\alpha}T_{Lab}}
 \end{aligned}$$

Formel 50: Temperatur- und Toleranzverhalten des Widerstandswerts der Temperatursensoren

4.1.1 Transimpedanzverstärkerschaltung

Die Umwandlung des Temperatursensorwiderstands in eine Spannung erfolgt am einfachsten mittels eines Transimpedanzverstärkers (Abbildung 48). Die Temperatursensoren sind dabei mit einer konstanten Bias-Spannung U_{Bias} von $0,5V$ versorgt, um ihre Selbsterwärmung so gering wie möglich zu halten.

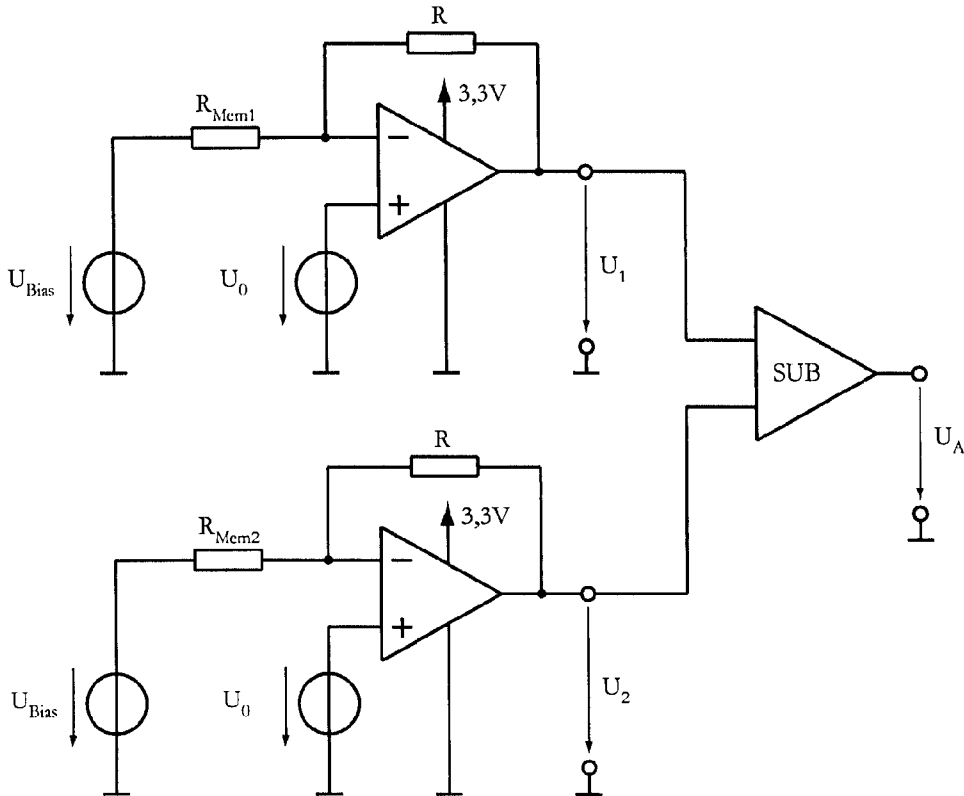


Abbildung 48: Transimpedanzverstärkerschaltung zur Auswertung der Temperaturdifferenz beider Membrantemperatursensoren

Die PC-Maus bezieht ihre Spannung über den USB-Anschluss (Tabelle 1) und hat somit über einen Spannungsregler nur $3,3V$ zur Verfügung. Aus diesem Grund sind auch alle OPVs unsymmetrisch versorgt und um einen Transimpedanzverstärker einsetzen zu können, muss mit einer Spannungsquelle U_0 die Ausgangsspannung in den positiven Bereich verschoben werden. Am Temperatursensor liegt die Bias-Spannung U_{Bias} und der daraus resultierende Strom fließt direkt in den Widerstand R mit dem die Verstärkung eingestellt werden kann. Der Eingangstrom in den OPV ist dabei vernachlässigbar klein.

Der abschließende Subtrahierer bildet die Spannungsdifferenz beider Transimpedanzverstärker und ist in Formel 51 zusammengefasst. Die Formel enthält dabei zur Vereinfachung keine Berücksichtigung der Widerstandstoleranzen.

Nachteilig bei dieser Schaltung, neben der Spannungsverschiebung mit U_0 , ist auch ihre Abhängigkeit von der Labortemperatur ($e^{\frac{1}{\alpha} T_{lab}}$). Diese Schaltung wäre ohne zusätzliche Kompensationsmaßnahmen ungeeignet, denn die Steigung des Ausgangssignals und somit das Verhalten der PC-Maus würde von der Umgebungstemperatur geprägt sein.

$$U_A = R \cdot (U_0 - U_{Bias}) \cdot \left(\frac{1}{R_{Mem1}} - \frac{1}{R_{Mem2}} \right) = \frac{R \cdot (U_0 - U_{Bias})}{R_0} \cdot e^{\frac{1}{\alpha} T_{Lab}} \cdot \left(\frac{e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2} - e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1}}{e^{\frac{1}{\alpha} (\Delta T_1 + \Delta T_2)}} \right)$$

Formel 51: Ausgangsspannung der Transimpedanzverstärkerschaltung mit einer Abhängigkeit von der Labortemperatur

Die Transimpedanzverstärker lassen sich durch Elektrometerverstärker ersetzen und die Verwendung der Verschiebungsspannung U_0 ist damit nicht mehr notwendig (Abbildung 49). Auf zusätzliche Bauelemente für eine Spannungsquelle kann damit verzichtet werden. Durch die positive Verstärkung befindet sich U_1 bzw. U_2 immer im erforderlichen positiven Aussteuerungsbereich des OPVs.

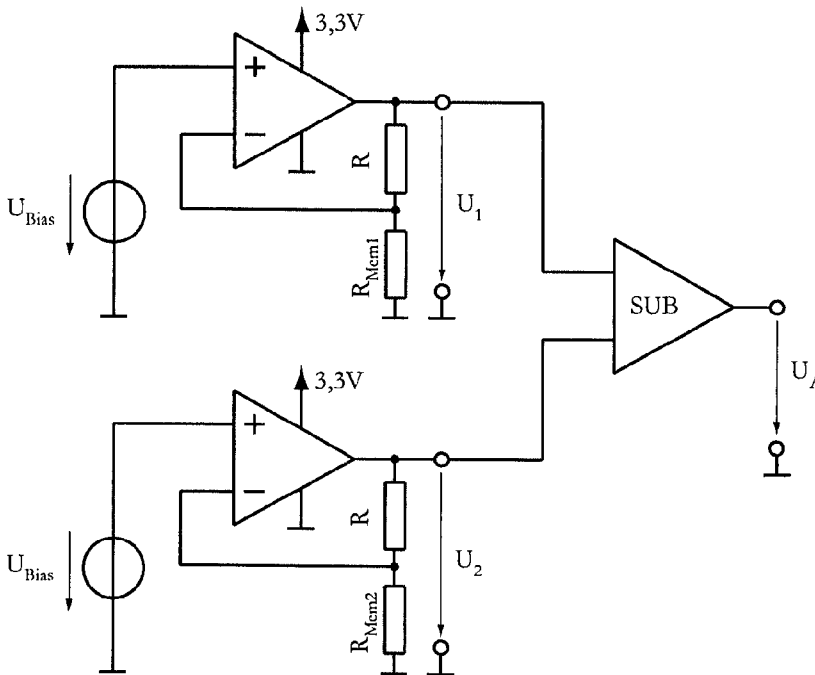


Abbildung 49: Elektrometerverstärkerschaltung zur Auswertung der Temperaturdifferenz beider Membrantempersensoren

Die Ausgangsspannung, ohne Berücksichtigung der Widerstandstoleranzen der Temperatursensoren, hat die gleiche Form wie im Fall des Transimpedanzverstärkers. Störend ist wiederum der umgebungstemperaturabhängige Term ($e^{\frac{1}{\alpha} T_{Lab}}$), was die Notwendigkeit einer aufwändigen Temperaturkompensation nach sich zieht oder eine sonst fehlerhafte Messung verursacht.

$$U_A = R \cdot U_{Bias} \cdot \left(\frac{1}{R_{Mem1}} - \frac{1}{R_{Mem2}} \right) = \frac{R \cdot U_{Bias}}{R_0} \cdot e^{\frac{1}{\alpha} T_{Lab}} \cdot \left(\frac{e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2} - e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1}}{e^{\frac{1}{\alpha} (\Delta T_1 + \Delta T_2)}} \right)$$

Formel 52: Ausgangsspannung der Elektrometerverstärkerschaltung mit einer Abhängigkeit von der Labortemperatur

4.1.2 Brückenschaltung

Die zwei Substrattemperatursensoren auf dem Strömungssensor sind eigentlich für die Messung der mittleren Strömungstemperatur vorgesehen (Glaninger, 1998). Diese Sensoren können aber auch vorteilhaft in einer Wheatstoneschen Messbrücke eingesetzt werden (Abbildung 50). Bei nur kleinen Änderungen des Widerstandwertes durch eine Strömung entsteht eine Brückenspannung $U_{\text{Brücke}}$, die einem Instrumentenverstärker (SSA) zugeführt wird.

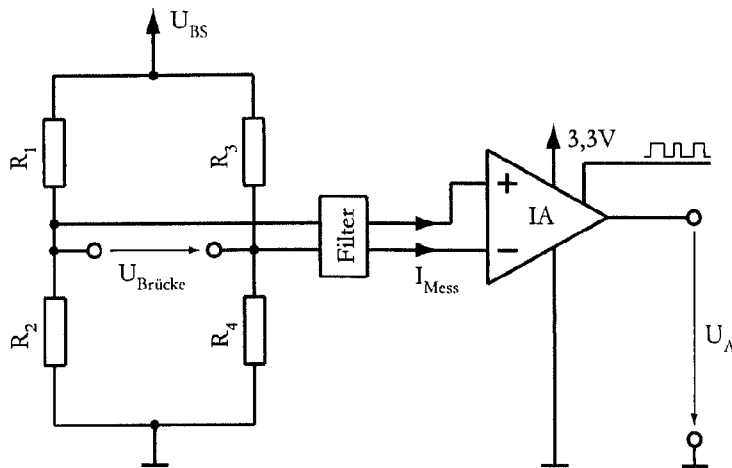


Abbildung 50: Brückenschaltung mit Instrumentenverstärker und Filter
(Betrieb mit einer Spannungsquelle)

Bei einer Versorgung der Brücke mit einer Spannungsquelle lässt sich die Formel 53 finden (Schmidt, 2002). Wie die Formel zeigt, verschwindet die Brückenspannung, wenn alle Widerstände den identischen Wert besitzen. Widerstandstoleranzen erzeugen daher auch ein Ausgangssignal ohne auftretende Messgröße. Diese Spannungsverschiebung muss durch den nachfolgenden Instrumentenverstärker in gewissen Bereichen abgeglichen werden.

$$\frac{U_{\text{Brücke}}}{U_{\text{BS}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_2 \cdot R_3 - R_1 \cdot R_4}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}$$

Formel 53: Brückenschaltung mit Spannungsquelle

Für die optimale Beschaltung der Widerstände gibt es prinzipiell nur zwei mögliche Fälle. Die restlichen Permutationen unterscheiden sich nur durch eine positive oder negative Brückenspannung. Diese Eigenschaft ist von untergeordneter Rolle, weil eine Umrechnung in der digitalen Verarbeitung gegebenenfalls möglich ist.

Die Temperatursensoren die stromaufwärts liegen werden bei einer Strömung stärker abgekühlt als die stromabwärts gelegenen. Mit der Temperaturverminderung ist auch ein Anstieg des Widerstandwertes verbunden. Setzt man die stromaufwärts positionierten Elemente auf die Hauptdiagonale ($R_1 \cdot R_4$) und die stromabwärtsliegenden auf die Nebendiagonale ($R_2 \cdot R_3$), so erfährt die Brückenspannung ihren größten Absolutwert (Formel 53). Entscheidend sind dabei die Membrantemperatursensoren, weil die Substrattemperatursensoren auf die Strömung nur gering reagieren. Es ist daher unabdingbar, dass sich sowohl

auf der Hauptdiagonale und auf der Nebendiagonale ein Temperatursensor von der Membran befindet.

Im ersten Fall (Abbildung 51) werden in der unteren Hälfte der Brücke die Membrantemperatursensoren und oben die Substrattemperatursensoren eingesetzt. Die Berechnung der Schaltung liefert Formel 54. Bei dieser Schaltung hat sich die Abhängigkeit von der Labor-temperatur vollständig aufgehoben. Änderungen von Umgebungstemperatur haben somit auf das Ausgangssignal keinen Einfluss.

$$\begin{aligned} \frac{U_{\text{Brücke}}}{U_{\text{BS}}} &= \frac{R_{\text{Mem}2}}{R_{\text{Sub}2} + R_{\text{Mem}2}} - \frac{R_{\text{Mem}1}}{R_{\text{Sub}1} + R_{\text{Mem}1}} \\ &= \frac{(R_0 + \Delta R_{\text{Mem}2}) \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2}}{R_0 + \Delta R_{\text{Sub}2} + R_0 \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2} + \Delta R_{\text{Mem}2} \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2}} - \frac{(R_0 + \Delta R_{\text{Mem}1}) \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1}}{R_0 + \Delta R_{\text{Sub}1} + R_0 \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1} + \Delta R_{\text{Mem}1} \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1}} \end{aligned}$$

Formel 54: Brückenschaltung mit Spannungsquelle im Fall 1

Im zweiten Fall (Abbildung 51) sind die Membrantemperatursensoren im linken Zweig der Brücke und die restlichen Sensoren im rechten Bereich. Die Auswertung der Schaltung liefert die Formel 55. Weil die Labortemperatur nicht in der Formel aufscheint, ist auch in diesem Fall die Brückenspannung unabhängig von Umgebungstemperaturschwankungen.

$$\begin{aligned} \frac{U_{\text{Brücke}}}{U_{\text{BS}}} &= \frac{R_{\text{Mem}2}}{R_{\text{Mem}1} + R_{\text{Mem}2}} - \frac{R_{\text{Sub}2}}{R_{\text{Sub}1} + R_{\text{Sub}2}} \\ &= \frac{(R_0 + \Delta R_{\text{Mem}2}) \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2}}{(R_0 + \Delta R_{\text{Mem}1}) \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1} + (R_0 + \Delta R_{\text{Mem}2}) \cdot e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2}} - \frac{R_0 + \Delta R_{\text{Sub}2}}{2 \cdot R_0 + \Delta R_{\text{Sub}1} + \Delta R_{\text{Sub}2}} \end{aligned}$$

Formel 55: Brückenschaltung mit Spannungsquelle im Fall 2

In Formel 54 und Formel 55 zeigt sich eine nicht lineare Abhängigkeit der Brückenspannung von der Temperaturdifferenz und somit von der Strömung. Für kleine Strömungsgeschwindigkeiten kann aber trotzdem bei einem passenden Hohlraum der Linearitätsfehler minimal sein, wie die Abbildung 38 zeigt.

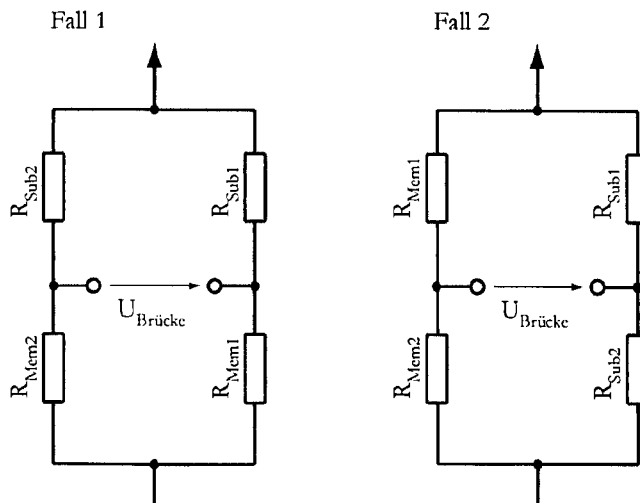


Abbildung 51: Relevante Beschaltungsmöglichkeiten der Brückenschaltung

Der Unterschied in der Brückenspannung der zwei Beschaltungsvarianten ist sehr gering. Es zeigt sich laut Simulationen eine Unterschied von $-1,03\%$ der Formel 54 zu der Formel 55. Durch die minimal größere Brückenspannung ist die Beschaltung nach Formel 55 die am besten geeignete für die PC-Maus.

Grundsätzlich besteht die Möglichkeit die Wheatstonesche Messbrücke mit einer Stromquelle zu betreiben (Schmidt, 2002). In der Abbildung 50 muss für diesen Fall die Spannungsquelle U_{BS} durch eine Stromquelle I_{BS} ersetzt werden. Die Berechnung der Brückenspannung liefert Formel 56. Der Zähler der Formel 53 und Formel 56 ist gleich und somit gelten die gleichen Überlegungen für die optimale Beschaltung der Brücke.

$$\frac{U_{Brücke}}{I_{BS}} = \frac{R_2 \cdot (R_3 + R_4) - R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{R_2 \cdot R_3 - R_1 \cdot R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

Formel 56: Brückenschaltung mit Stromquelle

Bei der Brückenschaltung mit Stromquelle ist eine Zuordnung der Widerstandswerte ebenfalls in zwei relevante Methoden (Abbildung 51) möglich. Durch den Term ($e^{\frac{1}{\alpha} T_{Lab}}$) ist das Ausgangssignal im Falle der stromgespeisten Brücke abhängig von der Umgebungstemperatur (Formel 57 und Formel 58). Die Konfiguration ist folglich für die Anwendung in der PC-Maus unbrauchbar, weil eine zusätzliche Kompensationsschaltung notwendig ist.

$$\begin{aligned} \frac{U_{Brücke}}{I_{BS}} &= \frac{R_{Mem1} \cdot (R_{Sub2} + R_{Mem2}) - R_{Mem2} \cdot (R_{Sub1} + R_{Mem1})}{R_{Sub1} + R_{Mem1} + R_{Sub2} + R_{Mem2}} \\ &= R_0 \cdot e^{-\frac{1}{\alpha} T_{Lab}} \cdot \frac{e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1} \cdot \left(1 + e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2}\right) - e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2} \cdot \left(1 + e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1}\right)}{2 + e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1} + e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2}} \end{aligned}$$

Formel 57: Brückenschaltung mit Stromquelle im Fall 1

$$\begin{aligned} \frac{U_{Brücke}}{I_{BS}} &= \frac{R_{Mem2} \cdot (R_{Sub2} + R_{Sub1}) - R_{Sub1} \cdot (R_{Mem1} + R_{Mem2})}{R_{Sub1} + R_{Mem1} + R_{Sub2} + R_{Mem2}} \\ &= R_0 \cdot e^{-\frac{1}{\alpha} T_{Lab}} \cdot \frac{e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2} - e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1}}{2 + e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_1} + e^{\frac{1}{\alpha} \Delta T_2}} \end{aligned}$$

Formel 58: Brückenschaltung mit Stromquelle im Fall 2

4.1.3 Instrumentenverstärker

Bei der Betrachtung der Brückenspannung $U_{Brücke}$ wird implizit angenommen, dass kein Messstrom fließt. Diese Annahme ist nur haltbar, wenn der nachfolgende Verstärker einen sehr großen Eingangswiderstand aufweist. Der hier verwendete Instrumentenverstärker (SSA) hat typisch $18nA$ Eingangsstrom (Analog Devices AD8557, 2008).

Der Einfluss auf die Brückenspannung kann über das Superpositionsprinzip gewonnen werden, weil alle Bauteile im linearen Bereich arbeiten. Es wird dazu die Versorgungsspannungsquelle U_{BS} mit Masse verbunden und der Instrumentenverstärker als Stromquelle I_{Mess} betrachtet (Abbildung 50). Bei der Beschaltung der Messbrücke nach Abbildung 51 Fall 2

lässt sich die Formel 59 finden. Berücksichtigt man diese Formel in der Simulation, ergibt sich eine maximale Abweichung der Brückenspannung von $131\mu V$ bei einer ruhenden PC-Maus (keine Strömung). Im Rahmen der Kompensation der Spannungsverschiebung ist dies entfernbar und verursacht somit keine weiteren Probleme in der Messung der Geschwindigkeit.

$$\Delta U_{\text{Brücke}} = I_{\text{Mess}} \cdot \left(\frac{R_{\text{Sub1}} \cdot R_{\text{Sub2}}}{R_{\text{Sub1}} + R_{\text{Sub2}}} - \frac{R_{\text{Mem1}} \cdot R_{\text{Mem2}}}{R_{\text{Mem1}} + R_{\text{Mem2}}} \right)$$

Formel 59: Brückenspannungsänderung verursacht durch einen Messstrom (Instrumentenverstärker)

Rauschen spielt wegen der sehr geringen Brückenspannung eine bedeutende Rolle. Es setzt sich hauptsächlich aus thermisches Rauschen und Schrotrauschen der amorphen Germanium-Temperatursensoren zusammen (Kohl, et al., 1998). Durch ein angepasstes Filter vor dem Instrumentenverstärker kann das Rauschen wirksam begrenzt werden. Das Filter soll so viel wie möglich an Rauschleistung unterdrücken, gleichzeitig aber die Eingangssymmetrie nicht stören sowie die Eingangsimpedanz nicht verkleinern. Ein gutes Filter (Abbildung 52), dass diesen Anforderungen genügt, findet man in (Kirchin, et al., 2006).

Der Strömungssensor bzw. die Brückenspannung reagiert auf sprunghafte Änderungen der Strömungsgeschwindigkeit sehr träge (Abbildung 39). Dies ist nicht weiter problematisch, weil die Übertragungsrate der PC-Maus an den Computer standartmäßig bei $10ms$ liegt. Es ist daher sinnvoll die Bandbreite des Filters bzw. der nachfolgenden Auswerteelektronik entsprechend zu begrenzen. Gewählt wurde eine Grenzfrequenz von $1kHz$ für Differenzsignale, welche das Nutzsignal nicht dämpft.

Die Grenzfrequenz des Gleichtaktsignals soll bei dieser Schaltung höher als die des Differenztaktsignals sein. In der Dimensionsanleitung wird der 10fache Wert der Grenzfrequenz des Differenzsignals genannt ($10kHz$). Mit dieser Schaltung ist es somit nicht möglich Gleichtaktsignale stärker zu unterdrücken.

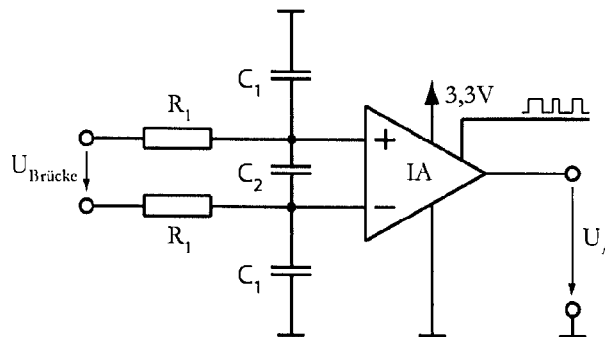


Abbildung 52: Filter für den Instrumentenverstärker um das Rauschen zu vermindern

Mit der Formel 60 erhält man den Widerstand $R_1 = 1,5k\Omega$ und die Kapazitäten $C_1 = 10nF$ bzw. $C_2 = 47nF$ für die gewünschten Grenzfrequenzen. Durch die begrenzte Auswahl an Bauteilen verschieben sich die Bandbreiten leicht von den festgelegten Werten.

$$BW_{Diff} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot (2 \cdot C_2 + C_1)} = 1,02 \text{ kHz}$$

$$BW_{Gleich} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} = 10,61 \text{ kHz}$$

Formel 60: Bandbreite des Differenz- und Gleichtaktsignals

Die beiden Widerstände R_1 müssen unbedingt eine sehr geringe Toleranz (0,1%) aufweisen, weil die Eingangsimpedanzen sonst unterschiedlich sind und eine unsymmetrisch Belastung der Messbrücke erfolgt. Die Folge ist eine Spannungsverschiebung am Ausgang des Instrumentenverstärkers. Dasselbe gilt für die beiden Kondensatoren C_1 . Diese Kondensatoren werden daher für eine gute Anpassung in einem Gehäuse hergestellt. Eine Reduktion der Rauschspannung von $29 \mu\text{V}$ auf $10 \mu\text{V}$ ist mit diesen Maßnahmen möglich, wie eine Messung gezeigt hat.

Bei dem Instrumentenverstärker aus Abbildung 52 muss die Spannungsverschiebung abgleichbar und die Verstärkung einstellbar sein. Der Baustein AD8557 von Analog Devices liefert diese Eigenschaften. Über eine digitale Schnittstelle mit nur einem Anschlussdraht können die zwei genannten Parameter verändert werden (Analog Devices AD8557, 2008). Das Timing und das Protokoll der Schnittstelle sind aus dem Datenblatt zu beziehen und sind im Mikrocontroller vollkommen implementiert.

Der Hersteller des Instrumentenverstärkers hat eigentlich nur eine einmalige Einstellung der Parameter vorgesehen. Durch einen eingebauten Simulationsmodus (für das Testen von Einstellungen in einem Produktionsprozess) im Baustein können die Parameter trotzdem laufend verändert werden. Die Verstärkung lässt sich dabei in einem Bereich von 28 bis 1300 in 1024 Stufen einstellen. Die Kompensation der Spannungsverschiebung am Ausgang des Instrumentenverstärkers ist im Bereich von 0V bis $3,3\text{V}$ in 256 Schritten variierbar.

Die Simulationen für einen Hohlraum mit Durchmesser von 20mm und Höhe von 2mm ergeben eine Brückenspannung von $U_{Brücke} = \pm 3\text{mV}$ bei $v = \pm 0,4 \frac{\text{m}}{\text{s}}$. Die Bewegungsgeschwindigkeit von $0,4 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ ist hier als Grenze definiert, weil optische Sensoren, wie (Agilent ADNS-2051, 2002) ebenfalls $14\text{ips} = 0,356 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ (inch per second) benutzen. Der Spannungsbereich des eingesetzten ADCs liegt bei 0V bis $2,048\text{V}$. Die resultierende Verstärkung ergibt sich zu $V_{SSA} = \frac{2048\text{mV}}{2 \cdot 3\text{mV}} = 341$ und wird in den zwei Verstärkerstufen des Instrumentenverstärkers realisiert. Die zweite Stufe erhält dabei die höchste Verstärkung mit 100 und die erste wird mit 3,403 programmiert. Die entsprechende Kodierung der Verstärkung ist aus dem Datenblatt in einer Tabelle abzulesen.

Die Spannungsverschiebung wird grundsätzlich durch zwei Einflüsse in der Brücke verursacht. Ein Grund liegt in der Toleranzabweichung der Brückenwiderstände und der andere Anteil kommt durch eine Temperaturdifferenz der Temperatursensoren bei der ruhenden PC-Maus zustande. Der letzte Einflussfaktor entsteht durch eine Verschiebung der Elemente am Strömungssensor während des Herstellungsprozesses und verursacht dadurch eine Asymmetrie bezüglich des Membranmittelpunktes. Durch die Leiterplatte entsteht keine Spannungsverschiebung, wenn die Version 1.1 zur Verwendung kommt.

Die Widerstände am Sensor verändern ihren Wert durch Alterung. Dies erfolgt zwar für alle vier annähernd gleichmäßig, aber die kleinen Abweichungen verursachen ebenfalls eine Verschiebung in der Brückenschaltung. Aus diesen Gründen kann die Spannungsverschiebung nicht fix kompensiert werden, sondern der Abgleich wird über die Software im analogen Teil dynamisch vollführt.

Wenn am Strömungssensor keine Bewegung der Luftmassen stattfindet, muss die Ausgangsspannung des Instrumentenverstärkers in der Mitte des ADC-Eingangsspannungsbereiches bei $1,024V$ liegen. Über die Formel 61 erhält man die maximale Spannungsverschiebung $\Delta U_{Brücke}$ an der Brücke von $-6,69mV$ bis $3,01mV$, welche noch korrigierbar ist. Außerhalb des Bereiches ist der Start der PC-Maus nicht möglich oder wenn die Grenzen im laufenden Betrieb erreicht werden, läuft am Bildschirm der Mauszeiger einfach weg.

$$\begin{aligned} U_{Brücke}(v) &= U_{Brücke,Strömung}(v) + \Delta U_{Brücke} \\ U_a(v) &= U_{Brücke}(v) \cdot V_{SSA} + \Delta U_{SSA} \\ U_a(0) &= \Delta U_{Brücke} \cdot V_{SSA} + \Delta U_{SSA} = 1,024V \\ 0V \leq \Delta U_{SSA} \leq 3,3V &\Rightarrow -6,69mV \leq \Delta U_{Brücke} \leq 3,01mV \end{aligned}$$

Formel 61: Möglicher Abgleichbereich am Instrumentenverstärker

Die Brückenspannungsabweichung $\Delta U_{Brücke}$ hängt von den Widerstandstoleranzen der Temperatursensoren und ebenfalls der Position auf dem Strömungssensor ab. Am größten ist die Abweichung wenn der Widerstandswert der Brückenwiderstände auf der Nebendiagonale (R_2, R_3) steigt und auf der Hauptdiagonale (R_1, R_4) sinkt (Abbildung 50). Um diesen Effekt abschätzen zu können, zieht man auf der Hauptdiagonale ΔR ab und auf der Nebendiagonale gibt man den Faktor hinzu. Die Auswirkungen dieser Widerstandsasymmetrie auf die Verschiebung der Brückenspannung ist im ersten Faktor in Formel 62 beschrieben. Der zweite Term hingegen beschreibt die Abweichung durch einen Versatz Δx der Temperaturelemente bezüglich der Membranmitte. Es handelt sich dabei um eine Linearisierung des Verlaufes aus Abbildung 42.

$$\Delta U_{Brücke} = \frac{\Delta R}{R} \cdot U_{BS} + 381,7 \cdot \Delta x [m]$$

Formel 62: Maximale Abweichung der Brückenspannung
bei ruhender PC-Maus

Nimmt man eine Brückenspannung U_{BS} von $1,502V$ an und berücksichtigt den erlaubten Wertebereich für den Abgleich (Formel 61) so erhält man zwei Ungleichungen für $\frac{\Delta R}{R}$ und Δx die man graphisch in einem Diagramm (Abbildung 53) lösen kann. Im gemeinsamen Wertebereich zwischen der grünen und blauen Kurve ist ein Abgleich daher immer möglich.

Wenn Strömungssensoren mit nur geringer geometrischer Verschiebung verfügbar sind, ist der Bereich der Kurve in der Mitte interessant. Bei einer Umgebungstemperatur von $298,15K$ und $R = 138,316k\Omega$ (Formel 5) können die Temperatursensoren eine Abweichung von -616Ω bis 277Ω von ihrem Sollwert aufweisen. Eine Selektion durch Vermessen der Widerstände ist notwendig bevor die Integration in die Leiterplatte geschieht.

Wie im Abschnitt *Geometrische Verschiebung* zu lesen ist, haben die verwendeten Elemente am Strömungssensor einen großen Versatz von ungefähr $10\mu\text{m}$ aus der Membranmitte. Im Toleranzband der Abbildung 53 liegt man somit fast am rechten Rand und die relative Abweichung $\frac{\Delta R}{R}$ der Widerstände sollte daher leicht negativ ausfallen.

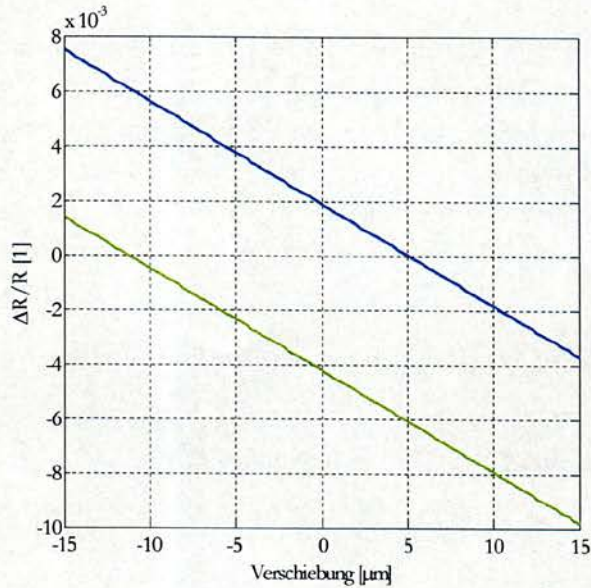


Abbildung 53: Kompensationsbereich des Versatzes in der Brückenspannung zwischen den beiden Kurven

4.1.4 Brückenversorgung

Die Brückenversorgungsspannung U_{BS} geht proportional in die Brückenspannung $U_{Brücke}$ ein (Formel 55). Die Spannung muss daher sehr stabil und präzise sein. Diese Eigenschaften lassen sich mit einem Spannungsfolger und einer stabilen Referenzquelle realisieren (Böhmer, 2000). Die Ausgangsspannung wird über den Spannungsteiler mit zwei Widerständen R_1 und R_2 eingestellt (Abbildung 54). Mit einem Wert von $120\text{k}\Omega$ für R_1 und $330\text{k}\Omega$ für R_2 erhält man über Formel 63 im stationären Fall die festgelegte Ausgangsspannung. Diese Spannung stellt eine untere Grenze für die benötigte Gleichtaktspannung am Eingang des Instrumentenverstärkers dar. Dieser hat eine eingebaute Erkennung für einen Kabelbruch und schaltet den Ausgang automatisch ab, falls die Gleichtaktspannung am Eingang einen gewissen Pegel unterschreitet (Analog Devices AD8557, 2008). Eine zu große Spannung U_{BS} ist ebenfalls nicht erwünscht, weil sonst eine Beeinflussung der Messung durch Eigenerwärmung der Temperatursensoren stattfindet. Wie aus Abbildung 40 ersichtlich, ist dieser Einfluss bei dieser Spannung aber verschwindend.

Der Kondensator C_2 mit 220nF sorgt für das Tiefpassverhalten, womit das Rauschen der Referenzquelle unterdrückt wird. Die komplexe Wechselstromrechnung ergibt die Grenzfrequenz des Tiefpasses mit $8,22\text{Hz}$ (Formel 64). Weil in den meisten Computersystemen keine genügende Abschirmung vorhanden ist, wird durch die so niedrig gewählte Grenzfrequenz auch der Netzbrumm von 50Hz effektiv unterdrückt.

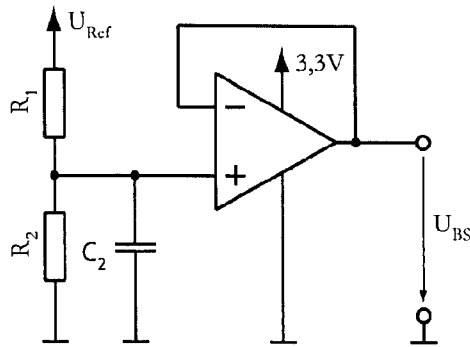


Abbildung 54: Brückenversorgung mit einem Spannungsfolger realisiert

Der Operationsverstärker (OPV) AD8602 von Analog Devices wird sowohl für die Brückenversorgung als auch für die folgende Schaltung (*Heizerversorgung*) eingesetzt, weil dieser einen Spannungsfolger unterstützt und zwei Verstärker inkludiert hat. Die Brückenschaltung hat bei Raumtemperatur einen ungefähren Widerstand von $R_{Brücke} = 125,6k\Omega$ (Formel 5, $T_{Lab} = 298,15K$). Der Gesamtstrom durch die Brücke ergibt sich folglich zu $\frac{U_{BS}}{R_{Brücke}} = 12\mu A$ und ist vom OPV problemlos lieferbar (Analog Devices AD8602, 2003).

$$U_{BS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C_2}{R_1 + R_2}} \cdot U_{Ref} = 1,502V |_{\omega=0rad}$$

Formel 63: Spannungsversorgung für die Brückenschaltung

$$BW = \frac{R_1 + R_2}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_2} = 8,22Hz$$

Formel 64: Grenzfrequenz der Brückenversorgung

4.1.5 Heizerversorgung

Wenn der Heizer mit 3V betrieben wird, ergibt sich laut Simulationen ein gut auswertbares Ausgangssignal. Außerdem ist bei dieser Spannung eine Zerstörung des Heizers ausgeschlossen (Glaninger, 1998). Der vorhergehende Spannungsfolger für die Brückenversorgung ist hier nicht mehr verwendbar, weil die Ausgangsspannung über der Referenzspannung von 2,048V liegt. Aus diesem Grund wird ein nichtinvertierender Verstärker (Tietze, et al., 2002) mit einer Filterschaltung am Eingang herangezogen (Abbildung 55). Mit den Widerständen $R_2 = 220k\Omega$ und $R_3 = 470k\Omega$ erhält man die gewünscht Ausgangsspannung (Formel 65).

Der Eingangsfilter stellt einen Tiefpass dar. Mit dem Kondensator $C_1 = 47nF$ und dem Widerstand $R_1 = 330k\Omega$ erhält man die Grenzfrequenz in der Größenordnung wie bei der Brückenversorgungsschaltung (Formel 66). Es wird dadurch ebenfalls der Netzbrumm vermindert und zusätzlich vor Spannungsspitzen beim Einschalten geschützt. Eine Zerstörung des Heizers wäre sonst eine unmittelbare Folge.

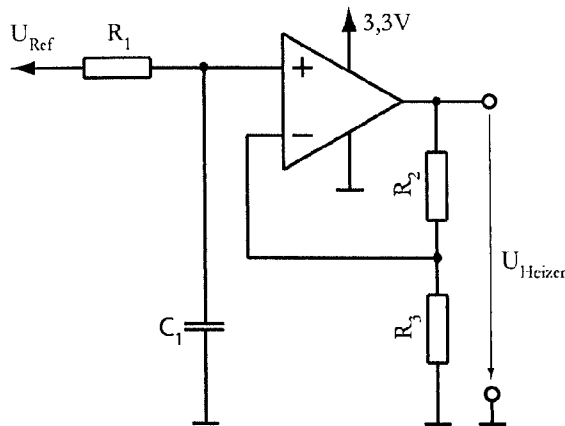


Abbildung 55: Heizerversorgung mit einer nichtinvertierenden OPV-Schaltung realisiert

Der Heizerwiderstand liegt bei $R_{Heizer} = 2,9k\Omega$ (Formel 4, $T_{Lab} = 298,15K$), was zu einem Gesamtstrom von $\frac{U_{Heizer}}{R_{Heizer}} = 1mA$ führt. Dieser Wert ist ebenfalls vom OPV lieferbar (Analog Devices AD8602, 2003).

$$U_{Heizer} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot R_1 \cdot C_1} \cdot U_{Ref} = 3V|_{\omega=0rad}$$

Formel 65: Spannungsversorgung für die Brückenschaltung

$$BW = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} = 10,3Hz$$

Formel 66: Grenzfrequenz der Brückenversorgung

4.1.6 Hauptversorgung und Referenzquelle

Die Stromversorgung der PC-Maus erfolgt über die USB- oder PS/2-Schnittstelle. In dem USB- bzw. PS/2-Kabel sind sowohl die Datenleitungen als auch die zwei Versorgungsleitungen vorhanden. Ein Übersprechen ist vorhanden, weil zwischen den einzelnen Leitungen keine Schirmung durch die Spezifikation vorgeschrieben ist (Kelm, 2006). Eine äußere Schirmung aller Leitungen ist außer bei Low-Speed-Geräten trotzdem in der Spezifikation gefordert. Aus diesen Gründen stellt die USB-Schnittstelle eine sehr verrauschte und mit Störsignalen behaftete Versorgungsquelle dar. Zur Verminderung der Störungen wird daher ein Filterblock BNX022 von muRata eingefügt. Die minimale Dämpfung bei 100Hz beträgt ungefähr 20dB. Bei höheren Frequenzanteilen ist die Dämpfung wesentlich größer (muRata BNX022, 2009).

Laut USB-Spezifikation gibt es zwei unterschiedliche Leistungsklassen. Die PC-Maus muss mindestens für Low-Power-USB geeignet sein, weil dieses an jedem Computer vorhanden ist. In Tabelle 1 ist der genaue Spannungsbereich und der maximale Strom ablesbar (USB.org, 2000). Durch die große Spannungstoleranz ist es nicht möglich die analoge Schaltung damit zu betreiben. Mit einem Linearregler bzw. Spannungsregler wird folglich auf die interne stabile Versorgungsspannung von 3,3V reduziert. Für diesen Zweck kommt

ein neuartiger Linearregler MAX1818 von Maxim zur Verwendung, weil dieser eine besonders geringe Spannungsdifferenz (Eingangs- zu Ausgangsspannung) von nur $120mW$ benötigt (Maxim MAX1818, 2008). Bei der kleinsten Spannungsdifferenz von $4,4V - 3,3V = 1,1V$ (Tabelle 1) kann der Spannungsregler die Ausgangsspannung daher immer stabil halten.

Die Verlustleistung des Linearreglers führt zu einer Erwärmung der oberen Leiterplatte und kann auch auf der unteren Leiterplatte über Kupferdrähte ein asymmetrisches Temperaturprofil verursachen. Um dies zu verhindern, ist der Linearregler weit weg von den Strömungssensoren an einer Ecke platziert.

Die PC-Maus und der Computer werden über eine fest eingebaute Sicherung von $100mA$ vor einem Kurzschluss geschützt. Im Falle einer defekten Sicherung müsste diese durch Auslöten getauscht werden.

USB-Anschluss	Spannungsbereich	Strom (maximal)
High-Power HUB	4,75 – 5,25V	500mA
Low-Power HUB	4,40 – 5,25V	100mA

Tabelle 1: Spannungsbereich der USB-Versorgung

Die Leistung aller Komponenten bei abgeschalteten Kontroll-LEDs beträgt $75mW$. Dieser Wert ist sehr gering und daher besonders vorteilhaft für akkubetriebene Geräte. Da bei abgeschaltetem Computer die Spannungsversorgung am USB immer vorhanden ist, ist auch aus diesem Grunde eine geringe Leistung erwünscht. Der Heizer und die ganze Signalverarbeitung werden folglich bei inaktivem Computer nicht abgeschaltet. Ein längerer Aufwärmungs- und Abgleichprozess beim Einschalten der PC-Maus ist somit nicht notwendig.

Alle Teile in der analogen Signalverarbeitung verwenden eine zentrale Spannungsreferenz mit $2,048V$. Dadurch werden eine präzise Messung sowie die Reduktion der notwendigen Bauteile erreicht. Die eingesetzte Referenzquelle ADR440B von Analog Devices ist sehr rauscharm ($1\mu V$) und sehr stabil mit einem Temperaturkoeffizienten von $3\frac{ppm}{K}$ (Analog Devices ADR440, 2005). Optional ist es über einen Anschluss möglich die Spannung noch genauer mit einer Referenzquelle abzugleichen. Diese Eigenschaft kommt auf dieser Leiterplatte nicht zum Einsatz, weil sonst ein manueller langwieriger Abgleich notwendig wäre, der in einer industriellen Fertigung zu lange dauern würde.

4.2 Digitale Schaltungsteile

4.2.1 Analog-Digital-Konverter

Der Spannungsbereich des Analog-Digital-Konverters (ADC) geht von $0V$ bis $2,048V$ wobei das Eingangssignal mit einem Tiefpass von $1kHz$ begrenzt wird, was zu Verminderung des Rauschens beiträgt. Bei verschwindender Strömung bzw. keiner Bewegung der PC-

Maus liegt das Spannungsniveau in der Mitte des Aussteuerungsbereichs. Eine Bewegung der PC-Maus von $\pm 0,4 \frac{m}{s}$ bewirkt eine Vollaussteuerung.

Die Verwendung des genannten Spannungsbereichs hat zwei Vorteile. Die Referenzquelle stellt ebenfalls den Spannungsbereich des ADCs ein und es muss keine zusätzliche Spannungsreduktion eingebaut werden. Zusätzlich wirkt sich die Alterung der Referenzquelle auf alle Elemente gleichzeitig aus. Beim Einsetzen der Formel 53 und Formel 65 in Formel 67 (Tietze, et al., 2002) ist ersichtlich, dass sich U_{ref} kürzt. Der digitale Wert aus dem Analog-Digital-Konverter (ADC_{wert}) zeigt damit keinen Einfluss von der Referenzspannung.

$$ADC_{wert} = \left\lfloor 2^n \cdot \frac{U_{Brücke}}{U_{Ref}} \right\rfloor$$

Formel 67: Digitaler Wert aus dem Analog-Digital-Konverter

Die Spannungsverschiebung des Instrumentenverstärkers kann über eine digitale Datenleitung in $8Bit$ eingestellt werden. Es ergibt sich mit $\frac{3,3V}{2^8}$ eine Schrittweite von $12,89mV$. Durch die sehr langsame Zugriffszeit auf den Instrumentenverstärker kann nicht in jedem Abtastzeitpunkt die Verschiebung der Spannung korrigiert werden. Die Abtastrate liegt bei $1ms$ und die Übertragungsrate auf den Computer bei $10ms$. Folglich ist es ratsam den Instrumentenverstärker maximal alle $10ms$ anzusprechen. Für jeden Abtastzeitpunkt ($1ms$) ist es nun unumgänglich die Spannungsverschiebung in der Software zu korrigieren. Der ADC muss somit eine minimale Schrittweite von $\frac{12,89mV}{10ms/1ms} = 1,289mV$ haben, weil zwischen dem Ansprechen des Instrumentenverstärkers immer 10 Werte liegen, bei welchen der Spannungsversatz in der Software korrigiert wird (siehe Abschnitt *Korrektur des Spannungsversatzes*). Mit der Formel 68 (Tietze, et al., 2002) erhält man die minimale Bit-Anzahl des Analog-Digital-Konverters.

$$n = lb \left(\frac{2,048V}{1,294mV} \right) = 10,6$$

Formel 68: Notwendige Auflösung des Analog-Digital-Konverters

Über USB und PS/2 ist es nur möglich ± 127 Werte zu übertragen, wenn die Standardübertragung in Verwendung ist. Aus der hohen Auflösung des ADCs müssen infolgedessen einige LSB entfernt werden.

Ein Mikrocontroller mit USB-Schnittstelle sowie einen ADC mit $12Bit$ ist am Markt nicht verfügbar. Daher wurde ein externer ADC-Baustein herangezogen. Der Baustein AD7887 von Analog Devices besitzt ein sehr schnelles Serial Peripheral Interface (SPI). Bei einer Taktfrequenz des SPI von $2MHz$ werden in nur 16 Taktzyklen ($8\mu s$) die Daten an den Mikrocontroller übertragen (Analog Devices AD7887, 2006). Die geringe Zeitdauer ist sehr vorteilhaft, weil innerhalb der Abtastfrequenz von $1ms$ noch viele andere Operationen passieren.

4.2.2 Mikrocontroller

Der Mikrocontroller bedient alle Einheiten und bereitet gleichwohl die Daten auf, um diese für das Computersystem zur Verfügung zu stellen. In Abbildung 56 ist eine schematische Übersicht über die Kommunikationskanäle zu sehen. Der Mikrocontroller AT90USB162 von Atmel ist aus einem langen Selektionsprozess von anderen Prozessoren hervorgegangen und ist für diese Aufgabe am besten geeignet, weil dieser die notwendigen Schnittstellen und Rechenleistung besitzt.

Eine zentrale Frage stellt sich in der Übertragungsmethode der Daten an den Computer. Im Laufe der Zeit haben sich einige Schnittstellen entwickelt (Dembowski, 2000).

- BUSMAUS
- RS-232
- PS/2
- USB
- ADB

Einige Schnittstellen sind am Markt kaum noch anzutreffen bzw. werden von den meisten Computern nicht mehr unterstützt. USB kommt bei den heute verkauften PC-Mäusen am häufigsten zum Einsatz. PS/2 ist auf einigen Computern noch zu finden und hat ebenfalls seine Existenzberechtigung, weil es ein sehr einfaches Protokoll im Gegensatz zu USB besitzt. Der Prozessor bei dieser Schnittstelle muss dabei nur eine geringe Leistungsfähigkeit aufweisen. Über einen Adapter kann aus einer USB-Maus eine PS/2-Maus gemacht werden, wenn die Software in der PC-Maus dies zusätzlich unterstützt. Die Versorgungsspannung der beiden Schnittstellen ist identisch und die elektrischen Signale sehr ähnlich, aber das Protokoll ist vollkommen unterschiedlich.

Der genannte Mikrocontroller unterstützt sowohl USB als auch PS/2 (Atmel AT90USB162, 2008) wobei der Speicher des Controllers großzügig mit den Teilen des USB-Protokolls belegt ist. Im Verlauf der Implementierung der restlichen PS/2-Schnittstelle hat sich herausgestellt, dass der Speicher hierfür nicht mehr ausreichend ist und somit ist keine weitere Entwicklung mehr erfolgt. Es ist daher nicht möglich die PC-Maus an einer PS/2-Schnittstelle zu betreiben.

Der Prozessor besetzt zusätzlich eine UART mit 38400 BAUD in 8N1 Konfiguration. Ein Pegelwandler ist nicht vorhanden, weil diese Schnittstelle nur zum Debuggen vorgesehen ist. Diese Schnittstelle wurde ebenfalls für die Übertragung der Messdaten an MATLAB® eingesetzt.

Der Baustein besitzt einen eingebauten Oszillator mit 1MHz. Bei der Entwicklung der Software hat sich herausgestellt, dass dies zu langsam ist. Ein externer Quarz mit 8MHz ist in der Folge installiert worden. Dieser lässt sich aber nicht benutzen, wenn sogenannte Fuse-Bits nicht korrekt programmiert sind. Fuse-Bits stellen die Grundbetriebsweise des Mikrocontrollers ein. Über Register ist eine Veränderung in der Software nicht mehr möglich und daher sind diese Optionen in dem Abschnitt beschrieben. Bei einer fehlerhaften

Einstellung kann es sogar vorkommen, dass der Prozessor nicht mehr funktionsfähig ist. In Tabelle 2 sind die wichtigsten zu setzenden Fuse-Bits zusammengefasst. Die genaue Bedeutung bzw. Funktionsweise der restlichen Fuse-Bits kann in (Atmel AT90USB162, 2008) nachgelesen werden.

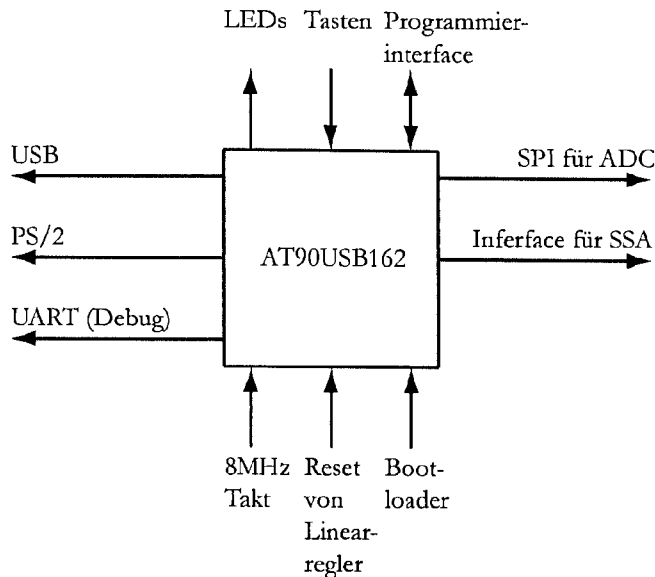


Abbildung 56: Kommunikationswege des Mikrocontrollers

Das Programmieren der Fuse-Bits erfolgt über eine ISP-Schnittstelle (In-Circuit-Programmer). Über diese Schnittstelle lässt sich auch der Flash- und EEPROM-Speicher beschreiben. Der genaue Anschluss des Steckers ist im *Anhang D* zu finden. Die Programmierung erfolgt mit CodeVisionAVR Software von HP InfoTech.

Um gegebenenfalls ein Update der Software in der PC-Maus zu ermöglichen, ist die Verwendung des ISP sehr umständlich. Es müsste dazu das Gehäuse geöffnet und ein ISP-Programmer aufgesetzt werden. Mit einem Taster der von außen über einem Stift erreichbar ist, kann der Controller in den Bootloader-Modus gebracht werden. Das Gerät wird dazu ausgesteckt, der Taster gedrückt und danach wieder eingesteckt. Mit der Software FLIP von Atmel ist dann auf alle Teile des Mikrocontrollers außer auf die Fuse-Bits Zugriff möglich. Die unteren beiden Fuse-Bits in Tabelle 2 müssen unbedingt gesetzt sein. Der Bootloader ist von Atmel im Mikrocontroller schon vorinstalliert. Eine nachträgliche Installation des Bootloader ist ebenfalls möglich (*Anhang E*).

Für die Zuverlässigkeit des Mikrocontrollers ist ein Reset von besonderer Bedeutung. Die Bausteine sollen erst ihren Betrieb aufnehmen, wenn die Versorgungsspannung ihren Endwert erreicht hat und stabil ist. Um dies zu gewährleisten, ist die Spannungsversorgung mit einem Reset-Ausgang versehen und mit dem Controller verbunden. Somit kommt es bei jedem Einschaltvorgang der Versorgungsspannung zum Auslösen des Resetsignals. Durch die kontinuierliche Versorgungsspannung der USB-Schnittstelle kann es aber vorkommen, dass der Prozessor nie einen Reset erhält. Bei einer Fehlfunktion müsste die PC-Maus daher aus- und wieder angesteckt werden, um ein Resetsignal auszulösen. Durch eine spezielle Signalkombination am USB kann man dieses Problem umgehen (Kelm, 2006).

Beim Einschalten des Computers wird dieses Signal ausgesendet und vom USB-Kern im Mikrocontroller als Reset-Signal erkannt. Folglich versetzt sich der Baustein im Grundzustand.

Fuse	Zustand
CLKSEL0	Nicht gesetzt
CLKSEL1	Nicht gesetzt
CLKSEL2	Nicht gesetzt
CLKSEL3	Nicht gesetzt
CKDIV8	Nicht gesetzt
SUT0	Nicht gesetzt
SUT1	Gesetzt
BOOTSZ0	Gesetzt
BOOTSZ1	Gesetzt

Tabelle 2: Einstellungen der Fuse-Bits im Mikrocontroller

Die Kommunikation der PC-Maus mit dem Benutzer erfolgt in beide Richtungen. In der linken und rechten Maustaste sind zusätzlich noch LEDs mit drei Farben integriert. Während der Benutzer durch die Bewegung der PC-Maus bzw. das Betätigen der Tasten mit dem PC kommuniziert, erhält dieser über die Farben die Information inwieweit der Erwärmungsprozess beim Start sowie die Kompensation der Spannungsverschiebung in der Brückenspannung abgeschlossen sind. Im Abschnitt *Software* erfolgt eine genaue Zuordnung der Farben.

Die Kommunikation mit dem Analog-Digital-Konverter erfolgt über eine SPI-Schnittstelle. Die Schnittstelle besteht aus vier Leitungen (CS, SCK, MISO und MOSI) und ist im Mikrocontroller völlig in Hardware realisiert. Die Datenübertragung erfolgt automatisch und es muss danach nur noch ein Register beschrieben bzw. ausgelesen werden. In der Zwischenzeit einer Datenübertragung ist es möglich andere Befehlszeilen zu verarbeiten.

Der Instrumentenverstärker benötigt nur einen Pin zur Programmierung. Für die Erkennung der Daten wird auf bestimmte Zeitdauer ein Impuls aufrecht gehalten. Die Übertragung ist damit sehr langsam. Bei voller Ausschöpfung der Spezifikation und Übertragung der langsamsten Zeichen vergeht eine Zeit von 2,3ms (Analog Devices AD8557, 2008). Bei der Abtastrate von 1ms wirkt sich dies besonders störend aus. Es muss demgemäß in der Software so wenig wie möglich auf den SSA zugegriffen werden.

Der AT90 besitzt einen sehr effektiven Prozessorkern und kann jeden Befehl in maximal fünf Taktzyklen verarbeiten. Einen Hardware-Multiplizierer besitzt der Kern jedoch nicht. Die notwendigen Float-Multiplikationen sind daher in Software implementiert und stellen wegen der langen Rechenzeit einen limitierenden Faktor dar. In Tabelle 3 sind die Messungen der Prozessorrechenzeit für verschiedene Multiplikationen bzw. Divisionen aufgelistet.

Die Division nimmt dabei besonders viel Rechenzeit in Anspruch sodass gegebenenfalls eine Transformation des Algorithmus für die Datenerfassung und den Regelkreis durchgeführt werden muss, um die Rechenzeit in Grenzen zu halten.

Eine Division mit einer Konstanten muss unbedingt vor der Kompilierung in eine Multiplikation umgeformt werden, um die Laufzeit in Grenzen zu halten. Eine automatische Optimierung der Rechenoperationen durch den Kompilier erfolgt jedoch nicht.

Operation	Taktschritte
Float-Multiplikation	432
Float-Division	784
Signed-integer-Multiplikation	104
Signed-integer-Division	264

Tabelle 3: Rechenzeit des Prozessors für verschiedene Operationen

4.3 Mechanischer Aufbau

4.3.1 Leiterplatte

Für die PC-Maus sind drei Leiterplatten notwendig. Die erste Leiterplatte trägt die Auswertelektronik und hat den Namen „Flow-Sensor-Mouse-Main“. In den anderen zwei Leiterplatten sind die Strömungssensoren integriert. Diese Leiterplatten heißen „Flow-Sensor-Mouse-Adapter“. Im *Anhang D* sind die Layouts zu den gedruckten Schaltungen zu finden.

Es kommen absichtlich drei Leiterplatten zum Einsatz, weil es möglich ist unterschiedliche Produktionsprozesse vom Leiterplattenhersteller machen zu lassen. Für die Leiterplatte „Flow-Sensor-Mouse-Adapter“ ist es besonders notwendig die Oberfläche mit einer Nickel-Sudgold-Schicht zu versehen, um Bondverbindungen mit dem Strömungssensor zu erzeugen. Bei der Leiterplatte „Flow-Sensor-Mouse-Adapter“ ist dies aus Kostengründen zu vermeiden. Zusätzlich können die Leiterplatten mit den Strömungssensoren ausgetauscht werden, ohne die ganze Auswertelektronik entsorgen zu müssen.

Bei allen Leiterplatten kommen Leiterbahnen mit der Breite von mindestens $0,4\text{mm}$ zur Verwendung. Bei dieser Breite ergibt sich mit einem Strom von 2A eine Temperaturerhöhung von ungefähr 10K (Böhmer, 2000). Die PC-Maus ist mit einer Sicherung von 100mA abgesichert und folglich kann eine Überlastung der Leiterbahnen ausgeschlossen werden. Eine zusätzliche störende Erwärmung ist damit minimal und damit ist eine Veränderung des Temperaturprofils am Strömungssensor ausgeschlossen.

Auf elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) wurde bei der Auswertelektronik besonders geachtet. Die Schaltung sollte dabei immun gegen äußere Einflüsse sein, gleichzeitig darf aber die Elektronik auch keine anderen Geräte stören. Durch die fehlende Testmög-

lichkeit konnten allerdings keine Untersuchungen bezüglich der Effizienz der getroffenen Maßnahmen gemacht werden. Das Design gestaltet sich nach den Richtlinien von (Atmel AVR040, 2006). Es sind hier zu nennen:

- Jede integrierte Schaltung erhält einen Kondensator in unmittelbarer Umgebung.
- Masse ist vollflächig auf beiden Seiten der Leiterplatte verteilt.
- Masse des Computers ist mit der Leiterplattenmasse verbunden.
- Leiterbahnen sind so kurz wie möglich.
- Leiterbahnen sind symmetrisch ausgeführt, wenn der Widerstand dieser kritisch ist.
- Prozessor wird nur gestartet, wenn die Spannung eine Schwelle überschritten hat.
- Versorgungsspannung ist gefiltert und wird mit Kondensatoren stabilisiert.

Die Leiterplatte mit den eingebauten Strömungssensoren ist thermisch besonders kritisch. Wie die Simulationen zeigt, kann durch eine ungeeignete Leiterbahnführung ein dauerhafter Temperaturunterschied zwischen den Membrantemperatursensoren des Strömungssensors auftreten. Die Spannungsverschiebung kann dabei so groß werden, dass der Instrumentenverstärker dies nicht mehr abgleichen kann. Aus diesem Grund ist eine annähernd symmetrische Leiterplatte entstanden (Abbildung 57). Die Unterseite ist dabei mit einer durchgehenden Kupferschicht versehen. Damit soll die Temperatur über die ganze Unterseite annähernd gleich sein. Am Strömungssensor stellt sich dementsprechend bei einer ruhenden PC-Maus ein näherungsweise symmetrisches Temperaturprofil um den Heizer ein, was eine wesentlich geringere Spannungsverschiebung zur Folge hat.

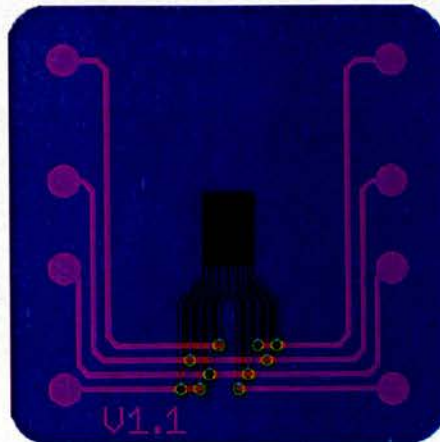


Abbildung 57: Layout der Leiterplatte "Flow-Sensor-Mouse-Adapter"
(blau: Unterseite, rot: Oberseite)

Der Strömungssensor hat eine Dicke von ungefähr $0,35\text{mm}$. Die Leiterplatte hingegen ist $1,5\text{mm}$ dick. Mit einer Tiefenfräsung, die sehr präzise sein muss, kann der Sensor bündig in die Leiterplatte integriert werden. Durch diesen Arbeitsschritt ist die Oberfläche der Leiterplatte plan geblieben und der Strömung wird kein Hindernis entgegengestellt. Der Spalt zwischen Strömungssensor und Leiterplatte der unvermeidlich entsteht, wenn man den Sensor in eine etwas größer gefräste Vertiefung einsetzt, ist mit einem 2-Komponenten-Kleber (UHU GmbH, 2009) verschlossen. Dieser Arbeitsschritt ist sehr kritisch, weil der

Kleber eine große Fluidität hat. Es besteht daher die Gefahr einer Benetzung der Membran womit der Strömungssensor unbrauchbar wäre.

Der Hohlraum unter der Membran darf durch das Fixieren des Sensors mit dem Kleber von der Umgebungsluft nicht getrennt werden. Kleine Druckschwankungen könnten die Membran sonst verbiegen oder gar zerstören. Um dies zu verhindern, ist unter der Membran durch die Leiterplatte ein Loch gebohrt, was den Druckausgleich ermöglicht.

Für die elektrische Verbindung des Strömungssensors mit der Leiterplatte wird Thermo-Ball-Bonding eingesetzt (Tränkler, et al., 1998). Der Bonddraht besteht aus Gold mit einem Durchmesser von $15\mu\text{m}$. Die Kontaktierungsflächen am Strömungssensor bestehen ebenfalls aus Gold und somit ist bei erhöhter Temperatur und sehr geringen Abstand der Metallatome eine gute Verbindung möglich. Die Kontaktierung mit der Leiterplatte ist nur dann möglich, wenn die Kupferoberfläche der Leiterbahnen vorbehandelt wurde. Hierfür wird vom Leiterplattenhersteller eine sogenannte Nickel-Sudgold-Schicht aufgebracht. Die Metallgitter kommen auch hier durch das Bonden sehr nahe sodass eine wechselseitige Diffusion stattfindet.

Die Bonddrahtverbindung erzeugt selbstverständlich auch einen Serienwiderstand. Wenn jeder dieser Widerstände gleich groß ist, ergibt sich in der Brückenspannung keine Änderung (Formel 55). Sollten aber Unterschiede auftreten, kommt es zu einem Spannungsversatz, welcher automatisch in der Verarbeitungselektronik abgeglichen wird.

Die Golddrähte sind sehr instabil und können leicht verbogen werden. Zum Schutz werden die Kontaktierungsstellen wiederum mit einem 2-Komponenten-Kleber vergossen (Abbildung 58). Dadurch sind diese ebenfalls von Umwelteinflüssen geschützt und eine Manipulation an den Golddrähten ist damit nicht mehr möglich.

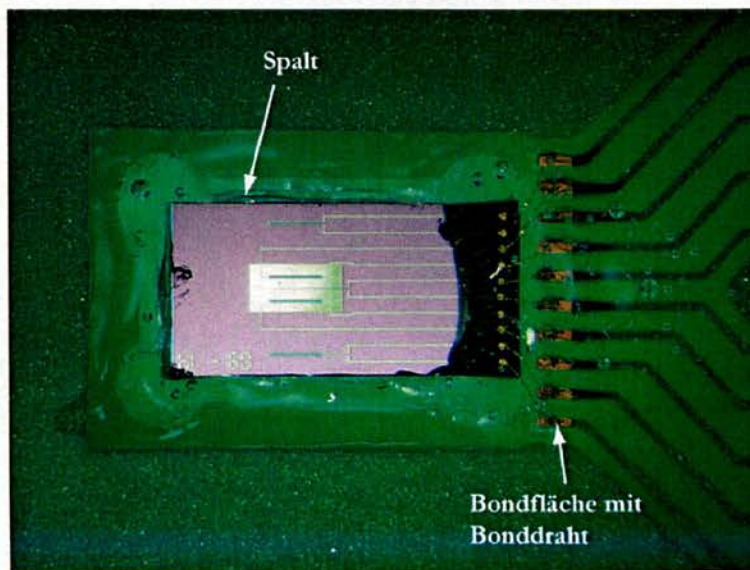


Abbildung 58: Mikroskopaufnahme der Leiterplatte "Flow-Sensor-Mouse-Adapter" mit dem eingebautem Strömungssensor

Die Verklebung und die dadurch verursachte Unebenheit der Leiterplatte beeinflusst kaum die Strömung bzw. die Messergebnisse (siehe *Messungen*). Der Grund dafür ist, dass die

Störstelle relativ weit von der Membran (Abbildung 58) entfernt liegt und die Strömung parallel zum Hindernis die stärkste Beeinfluss der Temperatursensoren verursacht. Die Strömung senkrecht zum Hindernis wird vom Sensor wegen der Cosinus-Charakteristik kaum registriert.

4.3.2 Gehäuse

Das Gehäuse der PC-Maus besteht aus zwei Teilen. Beide Teile sind aus dem Kunststoff ROBALON-S der Firma Röchling Leripa gefertigt. Das Material zeichnet sich durch eine geringe Verformbarkeit und große Abriebfestigkeit aus (Röchling Leripa, 2009). Die Unterseite der PC-Maus die über eine Unterlage geführt wird, wird somit geschont.

Der untere Teil des Gehäuses trägt die Hohlräume über denen die Strömungssensoren sitzen (Abbildung 59). Die Abmessung und Form der Hohlräume sind mit den Simulationsergebnissen abgestimmt. Der Hohlraum für die x-Achse sitzt dabei im Zentrum der PC-Maus. Die Messung des Weges in die jeweilige Richtung kann mit Formel 69 ausgewertet werden (aus Formel 47 abgeleitet). Die Übertragung der Position an den Computer erfolgt in relativen Koordinaten und somit ist immer nur der Wegunterschied relevant.

Der Strömungssensor für die y-Achse liegt außerhalb des Mittelpunkts. Durch die Übermittlung der relativen Position lässt sich der Abstand d von Zentrum zum Strömungssensor entfernen (Formel 69). Die Hohlräume können folglich beliebig auf der Unterseite angeordnet sein, vorausgesetzt die Sensoren für die x- und y-Richtung stehen in einem Winkel von 90° zueinander.

Die Leiterplatte mit den eingebauten Strömungssensoren ist so konstruiert, dass zwischen dem Gehäuse und der Leiterplatte kein Spalt besteht. Die Leiterplatte steckt damit fest im Gehäuse und ein Herausrutschen ist damit effektiv verhindert. An der Auflagefläche ist eine Wärmeleitpaste aufgetragen, um keine thermische Asymmetrie durch einen horizontalen Spalt auszulösen. Der feste Sitz der Leiterplatte über den Hohlraum wird zusätzlich durch feste vertikale Kontaktierungsdrähte zur Leiterplatte mit der Auswertelektronik erreicht.

$$\begin{aligned}\Delta x &= (|v(t_1)| \cdot \cos \phi - |v(t_2)| \cos \phi) \cdot (t_2 - t_1) \\ \Delta y &= (|v(t_1)| \cdot \sin \phi + d - (|v(t_2)| \cdot \sin \phi + d)) \cdot (t_2 - t_1) \\ &= (|v(t_1)| \cdot \sin \phi - |v(t_2)| \cdot \sin \phi) \cdot (t_2 - t_1)\end{aligned}$$

Formel 69: x- und y-Richtung des Weges

Aus Abbildung 59 ist gut ersichtlich, dass es möglich ist die Strömungssensoren von der Unterseite zu erreichen. Neugierigen Benutzern des Zeigergerätes ist somit die Gelegenheit gegeben, die Strömungssensoren beim Umdrehen des Gerätes zu berühren. Wegen der sehr dünnen Membran ist bei einer Berührung mit den Fingern oder einem Fremdgegenständen eine Zerstörung sehr wahrscheinlich. Ein Schutz bei diesen Prototypen ist noch nicht vorgesehen. Ein Ansatz wie man dieses Problem lösen könnte, ist im Abschnitt *Zusammenfassung und Ausblick* zu finden.

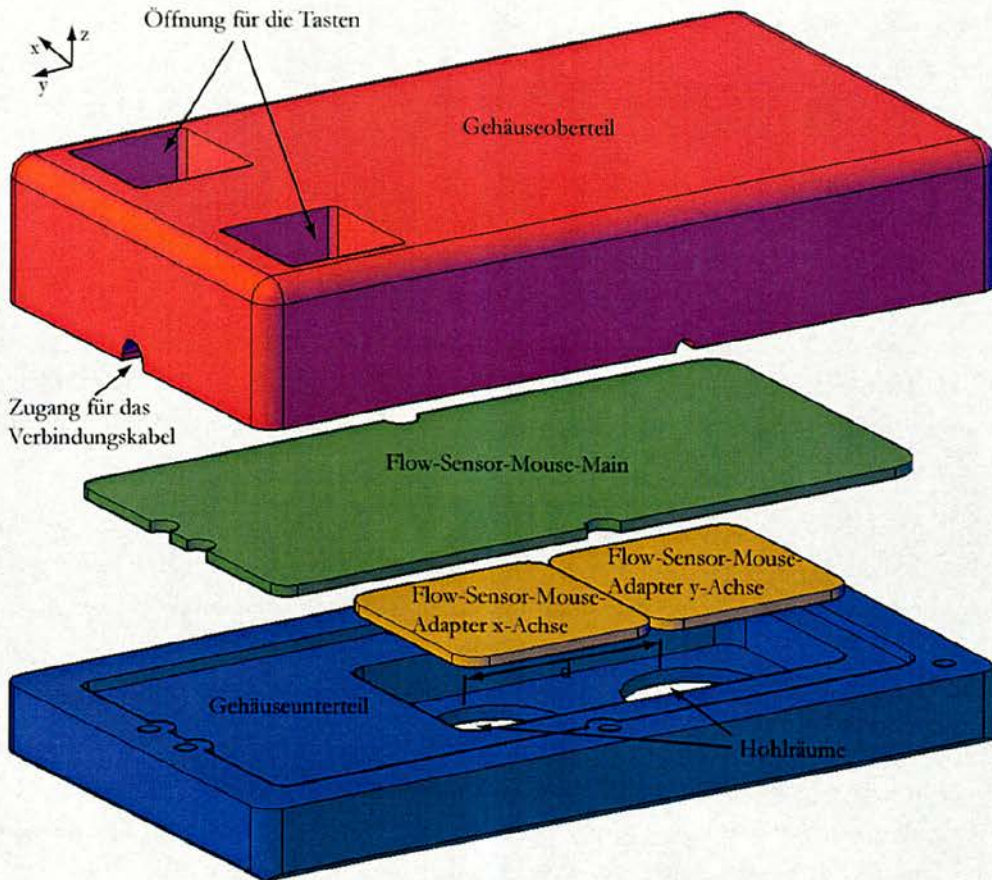


Abbildung 59: Explosionszeichnung des Gehäuses

Die Leiterplatte „Flow-Sensor-Mouse-Main“ sitzt in einer Vertiefung des unteren Gehäuses. Die Verbindung der beiden Gehäuse erfolgt über sechs Schrauben von der Unterseite aus. Damit werden auch das Verbindungskabel sowie die Tasten in ihrer Endposition fixiert.

5 Software

Unter Software wird das lauffähige Programm im Mikrocontroller verstanden. Im *Anhang E* ist das Programm in der Programmiersprache C zu finden. Am Computersystem ist keine eigene Software bzw. ein Treiber notwendig, da nur standardisierte Protokolle zum Einsatz kommen (PS/2- und USB-Schnittstelle). Bei USB kommt die Klassenspezifikation Human-Interface-Device (HID) zum Einsatz. In diesem Modul sind verschiedenste Eingabegeräte, wie z.B. eine PC-Maus spezifiziert. Die meisten Betriebssysteme unterstützen HID, wodurch die Flow-Sensor basierende PC-Maus zu unterschiedlichen Betriebssysteme kompatibel ist.

Einen Überblick über die Funktionsweise der Software bietet Abbildung 60. Die Initialisierung erfolgt nach einem Rücksetzen der Software durch die Versorgungsspannung oder über USB. In dieser Phase werden verschiedenste Module im Mikrocontroller sowie externe Bauelemente konfiguriert.

Der erste Schritt besteht darin die Ein- und Ausgänge zu bestimmen. Jeder Pin lässt sich dabei als Eingang oder Ausgang definieren. Eine bidirektionale Konfiguration ist auch möglich. Eine Liste der Portkonfiguration ist an *Anhang E* zusammengestellt.

Die Interrupts sind nur an Timer0 und Timer1 gebunden. Timer0 löst bei einem Überlauf des Zählers ein Interrupt aus, womit eine Verzögerung realisiert oder auf Prozesse gewartet werden kann. Timer1 ist für die Datenerfassung notwendig und wird jede Millisekunde aktiv. Im Timer-Modul erfolgt die genaue Einstellung der beiden Timer auf die genannte Betriebsart.

Die UART überträgt die Testdaten aus der PC-Maus und bedient den halbautomatischen Test (siehe Abschnitt *Testsystem*). Die notwendigen Einstellungen erfolgen bei jedem Start, auch wenn die Schnittstelle nicht in Verwendung ist. Das I/O-Modul stellt die Maustasten und die dazugehörigen LEDs ein. Der analoge Komparator des Mikrocontrollers, ist für den Betrieb der PC-Maus nicht notwendig und wird daher abgeschaltet.

Die SPI-Schnittstelle ist mit dem SPI-Modus 3, 2MHz Takt, Master und MSB-first konfiguriert (Analog Devices AD7887, 2006). Diese Einstellungen sind notwendig um eine einwandfreie Kommunikation mit dem ADC zu ermöglichen. Die Programmierung des Flash-Speichers mit einem ISP-Programmer erfolgt über die gleiche Schnittstelle. Durch eine bestimmte Signalkombination von SCK, MISO, MOSI und Reset kommt die SPI über den ISP-Programmer in den notwendigen Modus. Die Einstellungen für die SPI sind für die Programmierung folglich irrelevant.

Die externen ADC-Bausteine besitzen zwei Eingangskanäle. Der erste kann nur als Signaleingang konfiguriert werden. Der zwei Signaleingang kann zusätzlich als Eingang für eine Referenzquelle verwendet werden. Durch die Benutzung einer globalen Referenzspannungsquelle ist der zweite Kanal dafür konfiguriert und die interne Quelle des ADC deaktiviert worden. Für eine schnelle Datenerfassung sind die beiden ADC-Bausteine in Dauer-

betrieb versetzt (Signale werden dauernd gewandelt, wenn diese auch nicht ausgelesen werden).

Der Instrumentenverstärker muss vor der Inbetriebnahme ebenfalls korrekt konfiguriert sein. Hierzu ist es erforderlich die Verstärkung für die x- und y-Achse zu setzen. Diese Werte sind in Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen im Abschnitt *Instrumentenverstärker* genauer beschrieben. Die Korrektur für die Spannungsverschiebung muss ebenfalls gesetzt werden, wobei für eine schnellere Aktivierung der PC-Maus immer der letzte gültige Wert aus dem nicht flüchtigen Speicher stammt.

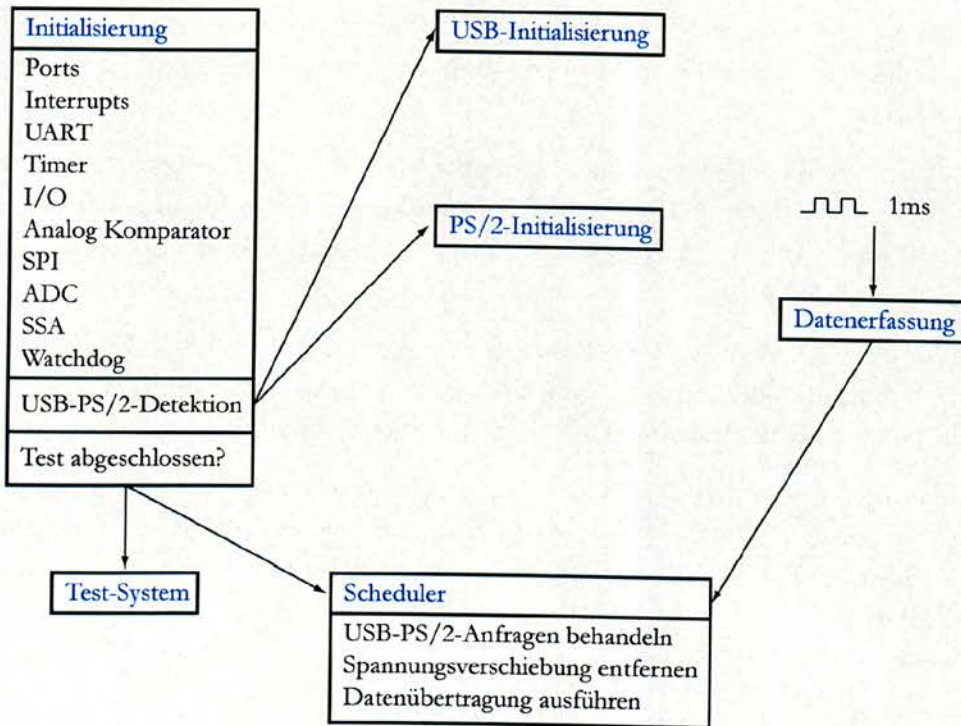


Abbildung 60: Globales Ablaufschema der Software

Am Schluss erfolgt noch die Aktivierung des sogenannten Watchdogs. Sollte die Software länger als 8s nicht reagieren, erfolgt ein interner Reset und das System startet aus dem Ausgangszustand. Kommunikationsprobleme mit dem Computer oder externen Bauteilen sind damit lösbar.

Über einen Adapter ist es möglich die PC-Maus an eine USB- oder PS/2-Schnittstelle anzuschließen. Die Erkennung der jeweiligen Schnittstelle ist unbedingt notwendig. Wenn die beiden Datenleitungen beim Einstecken auf Masse liegen, handelt es sich um eine USB-Schnittstelle (Kelm, 2006). Bei einer PS/2-Schnittstelle verhält es sich umgekehrt, wie durch Messungen herausgefunden wurde. Wegen der begrenzten Speichermöglichkeit des Mikrocontrollers wurde die Implementierung der PS/2-Schnittstelle nicht durchgeführt. Die Datenleitungen müssen trotzdem richtig konfiguriert werden, um eine Zerstörung der Hardware (Mikrocontroller und PC) zu verhindern. Sollte die PC-Maus an eine PS/2-Schnittstelle angeschlossen worden sein, bleibt die Software in diesem Fall in einem sicheren Zustand. Prinzipiell wäre es aber möglich das USB-Modul zu unterfernen und stattdessen ein PS/2-Modul zu installieren.

Die PC-Maus ist mit einem internen Testsystem ausgestattet. Dieser Test läuft nur beim erstmaligen Einschalten des Gerätes. Die Kommunikation erfolgt dabei über die UART. Beim erfolgreichen Abschluss des Tests kommen keine weiteren Meldungen von diesem System mehr. Dieses Testsystem ist nur für den internen Produkttest konzipiert, sodass ein Zugriff des Anwenders der PC-Maus nicht vorgesehen ist.

Wenn die Initialisierung abgeschlossen ist und das vorher genannte Testsystem nicht gestartet wurde, startet der Mikrocontroller den Scheduler. Über diesen, der nach dem nicht unterbrochenen Stapelverarbeitungsprinzip funktioniert, erfolgt die Abarbeitung der Prozesse (Tanenbaum, 2002). Ein Prozess erledigt die Anfragen des Computers über USB und der zweite die Übertragung der Daten. Ein weiterer Prozess übernimmt in einer Regelschleife die Entfernung der Spannungsverschiebung aus den Strömungssensoren. Die Messdaten stehen für alle Prozesse über eine Interrupt-gesteuerte Datenerfassung zur Verfügung.

5.1 Datenerfassung

Durch den Analog-Digital-Konverter erfolgt eine Diskretisierung der Messwerte und der Zeit. Einen Timer löst dabei einen Interrupt alle 1ms aus. In einer Interrupt-Service-Routine (ISR) erfolgt die Abtastung des analogen kontinuierlichen Messwertes und die Übertragung in den Mikrocontroller. Der Abtastvorgang ist symbolisch in Abbildung 61 dargestellt, wobei je zehn Abtastwerte im Speicher aufsummiert werden. Die Summe wird durch die Punkteanzahl dividiert und somit ein Mittelwert gebildet. Es ist damit möglich die Daten alle 10ms in einem Datenpaket an den Computer zu übertragen. Ein zusätzlicher Vorteil ist, dass nur ein Variablentyp „signed int“ (16Bit) für die Datenverarbeitung notwendig ist. Bei einem ADC mit 12Bit erstreckt sich der Wertebereich von -2048 bis $+2047$. Mit zehn summierten Abtastwerten ergibt sich der Wertebereich zu -20480 bis $+20470$, was genau in eine 16Bit -Variable passt. Der knappe Speicherraum im Prozessor ist damit effizient ausgelastet.

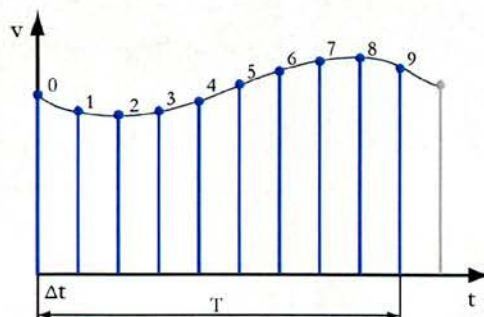


Abbildung 61: Abtastung der kontinuierlichen Strömungsgeschwindigkeit

Eine PC-Maus basiert auf einem relativen Koordinatensystem. Dies bedeutet, dass keine absolute Position ermittelt wird, sondern nur ein gewisser Wegunterschied zum vorhergehenden Übertragungszeitpunkt notwendig ist. Das Wegelement (Formel 70) kommt dabei

durch Integration der Geschwindigkeitskomponente in die jeweilige Achsenrichtung zu Stande. Mit der Diskretisierung folgt aus der Integration eine Summation über die Abtastwerte und ist gleichbedeutend mit der Mittelung der Geschwindigkeit über das Datenübertragungsintervall ($T = 10ms$). Die Diskretisierung des analogen Signals ist mit $Q(\)$ angedeutet. Nach erfolgreicher Übertragung des Wegunterschiedes wird die entsprechende Variable rückgesetzt und die Summation beginnt von vorne (grauer Abtastwert in Abbildung 61).

$$\Delta s = \int v(t)dt \approx \sum_{n=0}^9 Q(v(n \cdot \Delta t)) \cdot \Delta t = \sum_{n=0}^9 Q(v[n]) \cdot \Delta t = \sum_{n=0}^9 \frac{Q(v[n])}{n} \cdot n \cdot \Delta t = \bar{v} \cdot T$$

Formel 70: Bestimmung des Wegunterschieds

Nachteilig bei dieser Methode ist, dass die Datenübertragung und die Messung immer um $10ms$ verschoben sind. Zusätzlich kommen noch die Verzögerungszeiten durch das Betriebssystem hinzu. Durch die begrenzte Wahrnehmbarkeit des Menschen sind dies Verzögerungszeiten jedoch wenig relevant.

Bei jeder Aktivierung der ISR kommt es zur Abarbeitung des Prozesses in Abbildung 62. Die erste Abfrage erfolgt immer an den Maustasten. Hier wird detektiert ob die linke oder rechte Maustaste gedrückt wurde. Bei manchen Befehlen am Computer ist es notwendig einen Doppelklick zu machen oder die Taste dauerhaft zu halten (Drag-and-Drop-Funktion). Da der Computer die Auswertung der jeweiligen Maustaste und der Aktivierungsdauer vornimmt, ist es unbedingt erforderlich diese Daten sofort zu übertragen und nicht auf neue Positionsdaten zu warten, weil die Datenerfassung und Datenübertragung nicht synchronisiert sind. Es werden dabei immer nur Änderungen des Tastenzustandes erfasst, weil sonst bei einer gedrückten Maustaste mit einer Bewegung die Erfassung des Wegelementes (Summation) nicht mehr möglich wäre.

Sollte sich der Computer im Stand-by-Modus befinden, kommt es ebenfalls durch Drücken der Tasten zur Aktivierung des Computers. Diese Funktionalität muss sowohl vom Mainboard also auch vom Betriebssystem unterstützt werden. Bei Microsoft Windows® XP ist eine gesonderte Einstellung über den Geräte-Manager unter der Energieverwaltung unzugänglich. Eine Bewegung der PC-Maus führt hingegen zu keinem Verlassen des Stand-by-Modus.

Beim Prozess der Abtastung werden die Messsignale über den ADC digitalisiert und in den Mikrocontroller übertragen. Dabei subtrahiert man vom eingelesenen Wert die Zahl 2048. Damit ergibt sich bei einer verschwindenden Strömungsgeschwindigkeit ein ADC-Wert von 0 und bei Vollaussteuerung ein Wert von -2048 bis $+2047$. Nach der Summierung über zehn Werten geschieht die Speicherung der Summe und diese steht dann für andere Module zur Verfügung.

Die Korrektur einer eventuell vorhandenen Spannungsverschiebung in der Brücke kann nur bei der ruhenden PC-Maus erfolgreich geschehen. Bei einem durchschnittlichen Benutzer einer PC-Maus kann man annehmen, dass dieser die PC-Maus gewisse Zeit ruhig hält. Sollte über einen Zeitbereich von $100ms$ die Änderung der Messwerte kleiner als 20

sein, kommt es zur Meldung eines Ruhezustandes. Diese Parameter wurden empirisch ermittelt und zeigen auch bei intensiver Bewegung der PC-Maus einen kurzfristigen Stillstand an. Die Schwelle ist auf einen Wert über dem digitalen Rauschen gesetzt. Durch so eine niedrig gewählte Schwelle kann man verhindern, dass es zu einer Stillstandserkennung bei einer scheinbar gleichförmigen Bewegung kommt und eine ungewollte Korrektur der Spannungsverschiebung stattfindet. Eine Änderung der Parameter kann im Programm jederzeit geschehen, sollten sich andere nach einer Testphase als geeigneter herausstellen.

Wenn der Luftstrom im Hohlraum der PC-Maus abrupt gestört sein sollte, führt das zu stark unterschiedlichen Messwerten. In der Folge würde es zu einem Herumspringen des Zeigers am Bildschirm kommen. Der Luftstrom unterbricht meistens durch das Hochheben der PC-Maus. Dies ist aber manchmal notwendig, wenn sich die PC-Maus am Rand des vorgesehenen Bewegungsraumes befindet.

Wie durch Experimente entdeckt wurde, steigt das Sensorsignal sprunghaft an, wenn die PC-Maus hochgehoben wird. Erst nach einiger Zeit beruhigt sich die Luftströmung und der Sensor zeigt normale Messwerte an. Mit dieser Eigenschaft ist es möglich eine hochgehobene PC-Maus zu erkennen, wobei die Auswertung ähnlich zu der Ruheerkennung erfolgt. Der gemessene Wert muss sich hingegen über 20000 von den zuletzt ermittelten Werten in einem Zeitbereich von 100ms unterscheiden. Diese Zahl ist empirisch gewonnen und kann nachträglich geändert werden. Nach der Erkennung eines Sprunges kommt es 500ms lang zur Übertragung von Nullwerten an den Computer. Der PC wertet dies als keine Änderung der Position aus und folglich bleibt der Mauszeiger stehen. Nach dieser Phase ist in den häufigsten Fällen die PC-Maus wieder auf der Unterlage platziert und die Datenerfassung mit Ruhe- und Sprungerkennung beginnt von neuem.

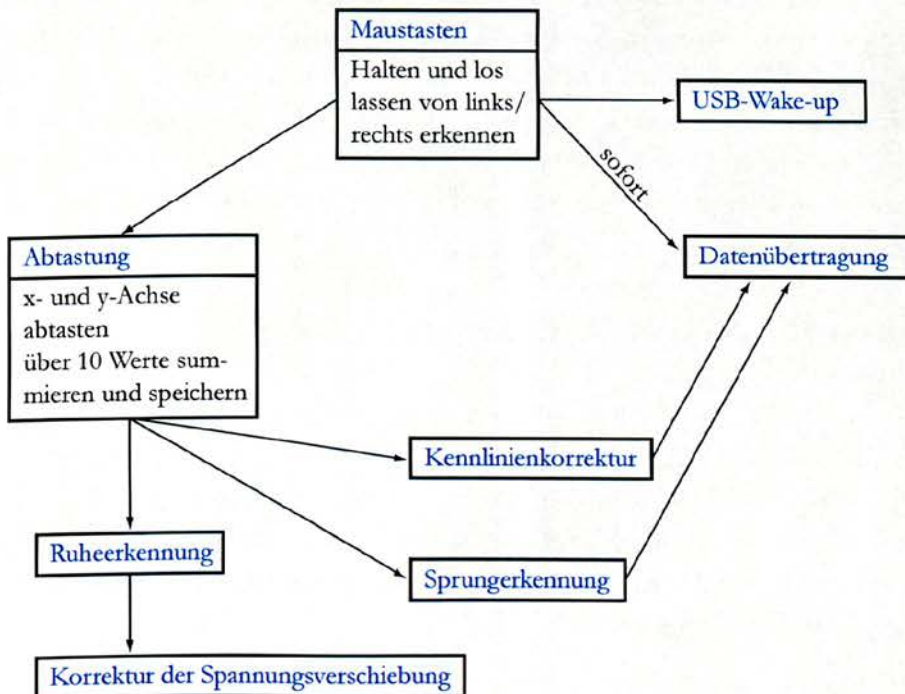


Abbildung 62: Detailliertes Ablaufschema der Datenerfassung

Sollte die PC-Maus wider erwarten länger als 500ms hochgehoben sein und beruhigt sich inzwischen die Luftströmung, kann es passieren, dass der Mauszeiger am Bildschirm wandert. Dies ist bedingt durch die unvermeidbare geringe Luftbewegung um den Strömungssensor.

Während der Ruheerkennung oder einer sprunghaften Strömungsänderung erhält der Computer nur Nullwerte. Sobald der Mikrocontroller keines von beiden detektiert, wird die aktuelle Geschwindigkeitsinformation übertragen. HID verlangt einen Wertebereich von ± 127 , welcher im Report-Descriptor definiert ist (siehe Abschnitt *Human-Interface-Device-Klasse*). Die Summe der zehn aufeinander folgenden ADC-Werte liegen in einem Bereich von -20480 bis $+20470$. Durch eine Multiplikation mit dem Faktor $\frac{127}{20470}$ für den positiven bzw. $\frac{-127}{-20480}$ für den negativen Bereich werden die Messwerte auf den erforderlichen zu übertragenden Wertebereich gerundet abgebildet. Die Umrechnungsfaktoren sind so gewählt, dass man nur mit einer Multiplikation auskommt. Wie aus Tabelle 3 ersichtlich ist, ist eine Multiplikation wesentlich schneller ausgeführt als eine Division.

Die Ausgangskennlinie der Strömungssensoren $U_{\text{Brücke}}(v)$ ist im betrachteten Geschwindigkeitsbereich näherungsweise eine lineare Funktion. Die Steigung der Kennlinie ist jedoch von Sensor zu Sensor verschieden und hängt von diversen Toleranzen ab. Damit jede PC-Maus in alle Richtungen ein gleichförmiges Verhalten aufweist, gibt es eine Kennlinienkorrektur. Es wird hierbei die Steigung für die positive und negative Richtung beider Sensoren (x- und y-Achse) korrigiert. Folglich sind Korrekturparameter notwendig, die vor der Kompilierung der Software eingetragen werden müssen, falls diese Funktionalität erwünscht ist.

Die Bestimmung der Korrekturwerte ist sehr aufwändig, da eine Aufzeichnung der Messdaten bei konstant gehaltener Geschwindigkeit stattfinden muss. Über die UART ist es möglich die Messdaten direkt auszulesen, wenn der Parameter DEBUG im Programm gesetzt ist. Die LS-Approximation (*Anhang B*, Formel 79, Verschiebung d ist Null) liefert dann die notwendigen Korrekturfaktoren. Im *Anhang E* ist ein MATLAB®-Programm für die Berechnung der Korrekturwerte auf dem Datenträger zu finden.

5.2 Korrektur des Spannungsversatzes

Der Spannungsversatz in der Brücke ist durch verschiedenste Toleranzen verursacht und ändert sich über die Zeit. Eine klassische Regelung würde die Spannungsverschiebung messen und eine Korrektur über einen geschlossenen Regelkreis vollführen. Als Stellglied müsste in diesem Fall ein zusätzlicher Heizer eingesetzt werden, der für das nötige asymmetrische Temperaturprofil sorgt. Da sich ein Zusatzheizer nicht nachträglich anbringen lässt, musste ein anderer Lösungsansatz gefunden werden.

Der hier eingeschlagene Weg versucht einfach in der Nachverarbeitung die Werte zu korrigieren. Um dies zu ermöglichen, ist es unabdingbar einen Stillstand der PC-Maus zu erkennen. Dies wurde im Abschnitt *Datenerfassung* ausführlich behandelt. Wenn nun die PC-

Maus ruhig am Tisch liegt, wird im Falle einer Asymmetrie eine unerwünschte Spannung an der Brücke gemessen. Über den ADC kommt ein Datensignal $x[n] \neq 0$ in den Prozessor und liefert eine falsche Geschwindigkeitsinformation. Durch ein sukzessives Inkrementieren bzw. Dekrementieren ist aus dem Signal dieser unerwünschte Anteil eliminierbar. Der Vorgang kann schematisch durch einen geschlossenen Regelkreis beschrieben werden (Abbildung 63).

Im Rückführungszweig des Regelkreises ist dabei ein einfacher Integrator, der vom Vorzeichen des Signals $y[n]$ gesteuert wird. Dies ist gleichbedeutend mit einer Multiplikation mit einem Faktor $a = \frac{1}{|y[n]|}$. Das Vorzeichen bestimmt daher ob der alte Korrekturwert erhöht oder vermindert wird (± 1). Der Vorteil dieses einfachen Ansatzes ist, dass keine Gleitkommazahlen notwendig sind und man in jedem Bereich der Regelschleife mit Fixpunktvariablen auskommt. Außerdem sind keine Multiplikationen notwendig, sodass die damit verbundenen Überläufe von Variablen ausgeschlossen sind und die Rechenzeit entsprechend kurz ist. Der Nachteil ist ein relativ langsamer Korrekturvorgang, da sich der Integrator bei jedem Abtastvorgang nur um einen ± 1 verändern kann.

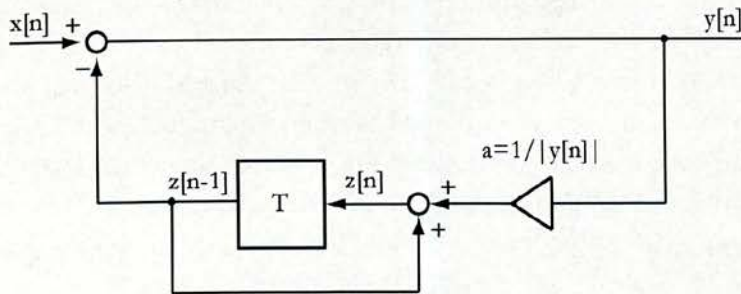


Abbildung 63: Regelkreis zur Unterdrückung des Spannungsversatzes mit einem Integrator in der Rückkopplung

Die Analyse des Rückführungszweiges liefert die Formel 71 im Zeit- und Frequenzbereich. Um den Frequenzbereich zu erhalten, ist die z -Transformation (siehe *Anhang D*) angewendet worden. Um die z -Transformation eines Signalbetrags zu vermeiden, wurde die Verstärkung a eingeführt. Dies ist insofern gerechtfertigt, da der Wertebereich von $|y[n]|$ begrenzt und bekannt ist.

Die Pole der Übertragungsfunktion liegen genau am Einheitskreis und eine Konvergenz ist nicht gegeben. Dies ist auch für einen Integrator verständlich, weil dieser bei konstantem Eingangssignal ein unendlich großes Ausgangssignal erzeugt, außer wenn eine Begrenzung des Wertebereichs (Zahlendarstellung) existiert.

$$z[n] = z[n - 1] + a \cdot y[n] \leftrightarrow Z(z) = \frac{z \cdot a}{z - 1} \cdot Y(z)$$

Formel 71: Analyse von Zeit- und Frequenzbereich im Rückführungszweig des Regelkreises

Mit dem Schließen des Regelkreises ergibt sich ein anderes Verhalten (Formel 72). Die Übertragungsfunktion besitzt eine Nullstelle am Einheitskreis. Dies entspricht einem ge-

wöhnlichen Hochpass (siehe *Anhang D*), welches die Spannungsverschiebung aus dem Signal vollkommen entfernt.

Der einzige Pol in der Übertragungsfunktion ist besonders kritisch für die Stabilität des Systems (siehe *Anhang D*). Der Pol liegt bei $z = 1 - a$ und muss für ein stabiles System innerhalb des Einheitskreises liegen ($|z| \leq 1$). Es muss somit $\left|1 - \frac{1}{|y[n]|}\right| \leq 1$ gelten. Beim Ausgangssignal $|y[n]|$ handelt es sich um eine Fixpunkt-Zahl mit dem größten Absolutwert von 20480. Die Bedingung ist also für jedes Ausgangssignal erfüllt, außer wenn $y[n] = 0$ gilt. Dieser Fall tritt ein, wenn der Spannungsversatz komplett unterdrückt worden ist. In der Software wird dieser Zustand erkannt und die Regelung in diesem Fall unterbrochen. Die Regelschleife ist damit in jeder Situation stabil.

$$y[n] = x[n] - z[n - 1] \leftrightarrow Y(z) = \frac{z - 1}{z - (1 - a)} \cdot X(z)$$

Formel 72: Analyse des Zeit- und Frequenzbereich
des geschlossenen Regelkreises

Die Korrektur des Spannungsversatzes läuft auf zwei Ebenen ab. Dieser lässt sich dabei sowohl über die Software als auch über die Hardware entfernen. Wie schon im Kapitel *Instrumentenverstärker* beschrieben wurde, lässt sich die Korrekturspannung im Bereich von 0V bis 3,3V in 256 Stufen variieren. Allerdings ist die Kommunikationszeit relativ langsam, sodass nur die grobe Korrektur, die selten aufgerufen wird, über die Hardware laufen soll. Die Softwarekorrektur hat durch das Inkrementieren bzw. Dekrementieren die gleiche Stufenweite wie der ADC ($\frac{2,048V}{2^{12}}$). Die Stufenhöhe der Hardwarekorrektur ist um etwa 26 Mal höher und beträgt $\frac{3,3V}{2^8}$ (Formel 73). Die Schrittweite entspricht nicht der minimalen Schrittweite von 10, wie im Abschnitt *Analog-Digital-Konverter* erwähnt wurde, weil die Auflösung des ADC größer ist. Die Softwarekorrektur ist nur solange aktiv solange der Integrator die Schrittweite von ± 26 nicht überschritten hat. Beim Überschreiten kommt es zur Kommunikation mit dem Instrumentenverstärker und erhöht bzw. erniedrigt die Korrekturspannung um einen Schritt. Gleichzeitig wird der Wert im Integrator rückgesetzt und die Regelung beginnt von neuem. Mit diesem Algorithmus ist es möglich eine grobe Symmetrisierung des ADC-Eingangs per Hardware und anschließend eine feine Korrektur per Software zu bekommen. Zusätzlich ist die Kommunikationszeit mit dem Instrumentenverstärker auf ein Minimum reduziert. Eine alleinige Softwarekorrektur wäre im Prinzip möglich, würde aber je nach Spannungsversatz eine erhebliche Verschiebung bzw. Einschränkung des ADC-Wertebereiches nach sich ziehen.

$$\text{Schrittweite} = \frac{\frac{3,3V}{2^8}}{\frac{2,048V}{2^{12}}} = 25,8 \rightarrow 26$$

Formel 73: Maximaler Wertebereich für den Regelkreis
um darüber den Instrumentenverstärkers anzusprechen

Sollte die PC-Maus ruhig stehen und eine Spannungsversatz von $ADC_{\text{Wert}} = 5$ gemessen werden, ergibt sich das Ausgangssignal nach Abbildung 64. Durch den einfachen Regler

kann in jedem Abtastzeitpunkt der Versatz nur um einen Wert vermindert bzw. erhöht werden. Die Ausregelzeit ist bei großen Sprüngen sehr langsam, es bleibt aber keine Regelabweichung vorhanden. Die Spannungsverschiebung ist nach dem Sprung in der Folge vollständig entfernt worden.

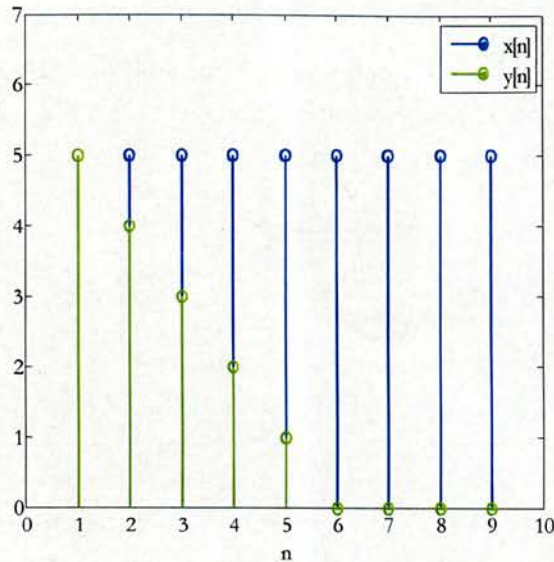


Abbildung 64: Simulierte Sprungantwort des Regelkreises

Beim Einschalten der PC-Maus muss sich das Temperaturprofil des Strömungssensors erst ausbilden. Daher ist der Spannungsversatz bzw. die Regelabweichung anfangs sehr groß und die Korrektur über den Regelkreis nimmt in dieser ersten Phase viel Zeit in Anspruch. Um den Benutzer darüber zu Informieren inwieweit der Abgleich abgeschlossen ist, sind in den Maustasten LEDs eingebaut. Die Farbkodierung in Abhängigkeit des aktuellen Versatzes ist in der Tabelle 4 aufgelistet. Durch das leuchten der LEDs wird der Benutzer außerdem aufgefordert das Gerät nicht zu berühren. Um den Abgleichvorgang zu beschleunigen, wird auf die zeitintensive Ruheerkennung durch diese Maßnahme verzichtet, sodass die Regelung in der Anfangsphase kontinuierlich laufen kann. Sollte der Benutzer unabsichtlich die PC-Maus dennoch bewegen, würde sich dementsprechend die Ausregelzeit verlängern. Sobald die LEDs nicht mehr leuchten, läuft der Regelkreis mit Ruheerkennung und der Verwendung des Geräts steht nichts mehr im Wege.

Farbe	Spannungsversatz
Rot	$> 0,73mV $
Orange	$\leq 0,73mV $
Grün	$\leq 0,04mV $

Tabelle 4: Signalfarbe der LEDs in Abhängigkeit der Größe des Spannungsversatzes in der Brückenspannung

5.3 USB

Der Datenaustausch zwischen Computer und PC-Maus geschieht über den Universal Serial Bus (USB). Die Spezifikation ist sehr umfangreich und deshalb wird im Folgenden nur auf das Essentielle eingegangen. Für die Erfüllung der USB-Spezifikation sind die Unterlagen (USB.org, 2000) und (Kelm, 2006) zur Anwendung gekommen.

Das implementierte USB-Modul in Software ist sehr groß und belegt über 50% des Flash-Speichers. Daneben sind sehr viele Standardabläufe im Mikrocontroller in Hardware selbst realisiert. Darunter zählen:

- Serial-Interface-Engine (SIE) in Full-speed
- Vier Endpoints mit jeweils 64Byte
- Fehlerüberprüfung und Korrektur
- Erkennung und Unterbrechung eines Ruhezustands
- Vordefinierte Datenpakete (SETUP, DATA, IN, OUT, ...)

Die SIE übernimmt das Modulieren bzw. Demodulieren der Datensignale D+ und D-. Die Übertragung erfolgt differenziell, wobei zuerst die Rohdaten über einen Bit-Stuffer und NRZI-Encoder bzw. Decoder umgewandelt werden müssen. Eine Rückgewinnung des Taktes und die Erkennung von Buszuständen, wie Reset, Suspend, Resume, Start und Stopp ist ebenfalls Aufgabe der SIE.

Jedes USB-Gerät kann mehrere USB-Kanäle besitzen, wobei jeweils ein Endpoint dafür notwendig ist. Außer beim Control-Endpoint ist die Datenübertragung nur unidirektional. Sobald alle Register richtig konfiguriert sind, kann man mit einem einfachen Zugriff auf den Endpoint-Puffer Daten verschicken oder empfangen. Die Vielzahl der Endpoints ermöglicht unabhängige Datenkanäle zu realisieren.

Sehr vorteilhaft sind in Hardware implementierte Datenpakete, die häufig in der Kommunikation zur Verwendung kommen. Es müssen für die Übertragung eines solchen Befehls nur die dazugehörigen Bits in einem Register gesetzt werden. Beim Empfang dieser speziellen Datenpakete wird ein Interrupt ausgelöst und die Bearbeitung erfolgt sofort. Ein Polling mit viel Rechenzeit ist damit nicht notwendig.

5.3.1 Hauptklasse

Auf der physikalischen Ebene erfolgt die differenzielle Übertragung der Daten auf den Datenleitungen D+ und D-. Betrachtet auf der logischen Ebene hingegen findet der Datenverkehr über Endpoints statt (Abbildung 65). Für die Übertragung von Kontrollinformationen gibt es eine bidirektionale logische Schnittstelle. Dieser Endpoint hat als einziger die genannte Funktionalität und muss zusätzlich immer konfiguriert sein, weil sonst keine Kontrollnachrichten empfangen bzw. gesendet werden können.

Für die PC-Maus ist nur ein Datenkanal im Interrupt-Modus notwendig. Dabei handelt es sich um kein klassisches Interrupt, sondern der Computer fragt die PC-Maus nach Daten periodisch ab. Es darf folglich am Bus kein Teilnehmer ohne Aufforderung senden. Das Polling-Intervall kann dabei in 1ms-Schritten eingestellt werden. Die in der PC-Maus implementierte HID-Gerätekategorie verlangt jedoch nach einem fixen 10ms-Intervall. Die Zeit ist nicht exakt und kann in jeder Periode oder bei unterschiedlichen Computern abweichen, wie eine Messung gezeigt hat. Der Abtastvorgang (Datenverarbeitung) und Datenübertragung sind daher nicht synchronisiert.

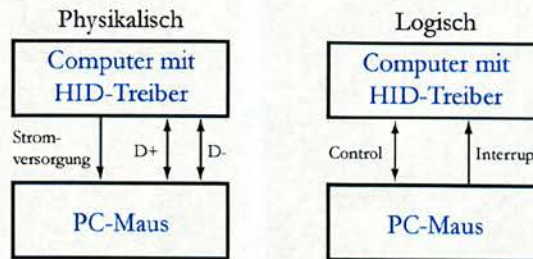


Abbildung 65: Physikalische und logische Verbindung über USB

Beim Anschließen eines neuen USB-Gerätes muss der Computer die Daten vom Gerät abfragen und die entsprechenden Treiber laden. Um dieses Konzept zu verwirklichen, gibt es eine Deskriptoren-Hierarchie (Abbildung 66). Für die PC-Maus fällt die Anzahl der Deskriptoren im Gegensatz zu anderen USB-Geräten relativ gering aus.

Der Device-Deskriptor liefert nur allgemeine Informationen, wie den Typ, Hersteller, Produktnummer und USB-Version. Zusätzlich können Informationen über den Control-Kanal erfahren werden. Von besonderer Bedeutung ist die Puffergröße des Control-Endpoints, weil dieser sonst beim Überschreiten überlaufen kann. Im Device-Deskriptor gibt es auch Informationen über String-Deskriptoren. Diese Deskriptoren dienen dazu im Geräte-Manager unter Microsoft Windows® XP eine Bezeichnung für den Hersteller, das Produkt und die Versionsnummer zur Verfügung zu stellen.

Der Configuration-Descriptor ist für USB-Geräte gedacht, die in verschiedenen Konfigurationen betrieben werden. Der Computer bestimmt dabei die jeweilige Betriebsart. Für die PC-Maus ist dies nicht notwendig, weil es nur einen Betriebsmodus gibt. Dieser Deskriptor gibt zusätzlich Auskunft über den Stromverbrauch und die Möglichkeit eines Remote-Wakeup des Endgerätes.

Zu jeder Konfiguration können mehrere Interfaces und Endpoints bestehen. Es ist damit möglich unterschiedliche Gerätefunktionen über ein Kabel zu realisieren. Aus der Sicht des Hosts sind dies logisch unterschiedliche Geräte. Da die PC-Maus nur Positionsdaten und Tasteninformationen übertragen soll, gibt es nur einen Interface-Deskriptor. Dieser Deskriptor ist aber von besonderem Interesse, weil hier die genaue Gerätekategorie, Unterklasse (Boot-Device) und der dazugehörige Endpoint definiert sind. Die Gerätekategorie ist bei der PC-Maus als HID definiert. Der dementsprechende HID-Treiber fragt im Anschluss die speziellen Deskriptoren ab. Die HID-Deskriptoren werden im folgenden Kapitel genauer beschrieben.

Der Endpoint-Deskriptor ist für die Art der Datenübertragung verantwortlich. Es sind hier die Puffergröße, Transferart und das Polling-Intervall beschrieben. Nach den HID-Spezifikationen muss für eine PC-Maus die Puffergröße 8Byte, das Polling-Intervall 10ms und ein Interrupt-Transfer aktiv sein.

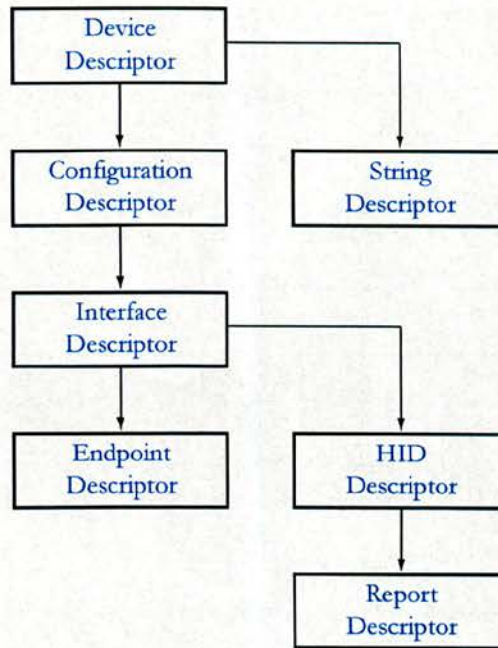


Abbildung 66: USB-Deskriptoren zur Beschreibung des USB-Gerätes

Um die Deskriptoren von der PC-Maus über den Computer abzufragen, gibt es verschiedene Befehle. Die im Folgenden aufgelisteten Befehle dienen auch für andere Zwecke und können nur über den Control-Kanal ausgeführt werden. Jeder Befehl muss mit einem SETUP-Token beginnen und falls das Endgerät einen Befehl nicht interpretieren kann, weist es ihn durch die Übertragung einer STALL-Anweisung zurück.

- GetStatus
- ClearFeature
- SetFeature
- SetAddress
- GetDescriptor
- GetConfiguration
- SetConfiguration
- GetInterface
- SetInterface

Mit dem Befehl GetStatus ist es möglich vom Endgerät den Zustand der Endpoints zu erfahren. Dies ist für den Computer notwendig um zu kontrollieren, ob ein Endpoint tatsächlich aktiv oder inaktiv ist. Zusätzlich kann mit diesem Befehl auch überprüft werden, ob die Remote-Wakeup-Funktion eingeschaltet ist.

Mit `ClearFeature` und `SetFeature` ist es möglich einen Endpoint zu aktivieren bzw. zu deaktivieren. Allerdings kommt dieser Befehl bei den meisten USB-Host-Controllern selten zur Anwendung. Vielmehr werden die Endpoints über den Befehl `SetConfiguration` aktiviert. Mit den zwei erwähnten Befehlen kann jedoch die Remote-Wakeup-Funktion im Endgerät ein- oder ausgeschaltet werden. Die Funktion ist für PC-Mäuse bei vielen Betriebssystemen zwar implementiert, aber in den Einstellungen teilweise sehr schwer auffindbar, weil schon durch leichtes Bewegen des Gerätes der Computer im Falle des Ruhezustands in den Vollbetrieb übergehen würde. Dieses Problem wurde in der Software der Flow-Maus so gelöst, dass nur durch das Drücken der Maustasten der Computer aus dem Ruhezustand geholt wird. Ein Computerstart durch unabsichtliches Bewegen des Eingabegerätes ist somit ausgeschlossen.

Beim Einstecken des USB-Gerätes hat jedes Gerät immer die Standardadresse `0x00`. Erst mit der Anweisung `SetAdress` kommt es zur Fixierung der vom Computer zugewiesenen Adresse. Nach der Bestätigung des Befehls ist es notwendig mit der neuen Adresse zu operieren.

Der Befehl `GetDescriptor` holt die Deskriptoren ab, wie in Abbildung 66 dargestellt ist. Mit passenden zusätzlichen Zahlenkodes aus der USB-Spezifikation wird jeder individuelle Deskriptor angesprochen.

Über `SetConfiguration` werden normalerweise die Endpoints mit der entsprechenden Konfiguration aktiviert. Zuvor darf aber kein Endpoint außer dem Control-Endpoint in Verwendung sein. Mit `GetConfiguration` liest man die aktuelle Konfiguration aus. Bei der PC-Maus ist nur eine Konfiguration vorhanden.

Bei jeder Konfiguration können mehrere Interfaces vorhanden sein und mit dem Befehl `GetInterface` erfolgt die Abfrage. Weil hier nur eine Konfiguration mit einem Interface implementiert ist, erfolgt die Übertragung der Informationen nur von diesem einzigen Interface. Der Befehl `SetInterface` ist folglich im Falle der PC-Maus irrelevant.

Sobald die PC-Maus mit dem USB-Anschluss des Computers verbunden ist, erfolgt die Versorgung der Bauelemente auf der Leiterplatte. Der Mikrocontroller erhält einen Reset aus dem Linearregler, konfiguriert die entsprechenden Register und wartet auf eine Datenkommunikation mit dem Computer. Der erste Verbindungsaufbau erfolgt nach bestimmten Regeln und wird Enumeration (Abbildung 67) genannt.

Der erste Schritt besteht darin, dass der Computer ein `GetDescriptor` schickt und an der Standardadresse `0` auf eine Antwort wartet. Sollte das Endgerät reagieren und die ersten `8Bytes` übertragen, bricht der Computer die Datenübertragung ab. Dies interpretiert das USB-Gerät wiederum als einen Reset für den internen USB-Kern und führt diesen auch aus. Der Prozessorkern im Mikrocontroller läuft hingegen ungestört weiter.

Mit dem zweiten Kommunikationsversuch kommt es zur Setzung der Adresse. Die Kommunikation läuft dabei immer noch auf der Standardadresse. Erst mit dem Bestätigungspaket muss die Adresse im USB-Kern geändert werden, um auf neue Daten zu reagieren.

Mit dem `GetDescriptor` können alle Deskriptoren abgefragt werden. Zuerst liest der Computer den Device-Descriptor aus und kann damit schon den Treiber auswählen, wenn die Produktnummer oder der Hersteller bekannt ist. Zusätzlich erfolgt die Abfrage des Configuration-Descriptors, wobei mit dem gleichen Befehl auch der Interface-Descriptor, HID-Descriptor und Endpoint-Descriptor nacheinander ankommen. Es wäre zwar möglich jeden Deskriptor einzeln zu übertragen, aber es müssen unbedingt laut Spezifikation bei der Übertragung des Configuration-Descriptors auch alle anderen Deskriptoren in einer Kette mit gesendet werden. Nachfolgend ist optional die Abfrage des String-Descriptors vom Host erlaubt, um den Benutzer über das Endgerät zu informieren. Sollte kein Treiber gefunden werden, ist diese Information sehr nützlich, um eventuell manuell nach einem Treiber zu suchen. Die HID-Klasse sollte jedoch in jedem ordentlichen Betriebssystem implementiert sein.

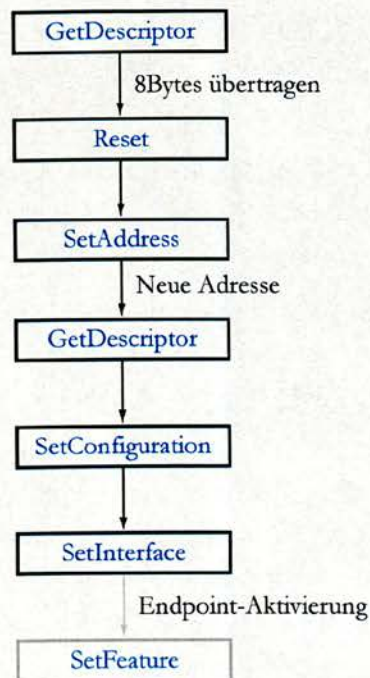


Abbildung 67: Enumeration (Konfiguration) der PC-Maus über USB

Nachdem der richtige Treiber geladen ist, erfolgt die Aktivierung der Standardkonfiguration. Abschließend wird mit `SetInterface` der Endpoint für den Interrupt-Transfer aktiv geschaltet. Ab diesen Zeitpunkt beginnt der Computer mit dem Polling und die PC-Maus muss bereit sein, Daten zu übermitteln. Wenn keine neuen Daten vorhanden sind, ist es notwendig ein leeres Datenpaket zu übermitteln.

Sollte das Betriebssystem einen Remote-Wakeup unterstützen und auch benutzen, erfolgt am Schluss noch mit `SetFeature` die Aktivierung dazu. Bei der Initialisierung der PC-Maus ist diese Funktion jedoch immer deaktiviert.

5.3.2 Human-Interface-Device-Klasse

Diese Klasse ist in den meisten Betriebssystemen schon inkludiert und daher war es nicht notwendig einen neuen Treiber zu programmieren. Die HID-Spezifikation bietet Unterstützung für Eingabegeräte, wie eine PC-Maus, einen Joystick oder Gamepad.

Die unbedingt notwendigen Deskriptoren für die HID-Klasse sind in Abbildung 66 eingetragen. Der HID-Descriptor gibt die Versionsnummer der HID-Spezifikation und die Größe und Anzahl des Report-Descriptors an. Ein Report-Descriptor zeigt an um welches Gerät es sich genau handelt und in welchem Datenformat die Position und Maustasten übertragen werden. Der genannte Deskriptor ist sehr variabel, sodass sich verschiedene Tasten, Signallampen, Positionsauflösung und Achsen definieren lassen. Wie sich im Laufe der Software-Entwicklung gezeigt hat, unterstützen die meisten Betriebssysteme überwiegend nur gebräuchliche Deskriptoren und deshalb musste auf die Verwendung eines automatischen Report-Descriptor-Generators zurückgegriffen werden. Dieser Generator (HID Descriptor Tool (DT)) erzeugt für verschiedenste HID-Geräte kompatible Deskriptoren mit entsprechenden Parametern (USB.org, 2000).

Ein notwendiger Parameter im Report-Descriptor ist die Auflösung (Formel 74). Im Nenner befindet sich der zurückgelegte Weg bei der maximalen Geschwindigkeit pro Übertragung. Eine Umrechnung in Zoll ist zusätzlich notwendig, weil die Einheit in dpi (dots per inch) ist. Im Zähler ist der maximale logische Wert für den Computer. Der Computer interpretiert den Wert (Auflösung) als invertierte Verstärkung und lässt den Mauszeiger ein mehr oder weniger großes Wegstück am Bildschirm zurücklegen, wenn eine Bewegung der PC-Maus erfolgt. In den meisten Betriebssystemen ist die Anpassung der Auflösung zusätzlich über Menus machbar.

$$\text{Auflösung} = \frac{127 \text{ dots}}{10 \cdot 1 \text{ ms} \cdot 0,4 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot \frac{1 \text{ inch}}{0,0254 \text{ m}}} = 806 \text{ dpi}$$

Formel 74: Auflösung der PC-Maus
(für den Report-Descriptor)

Die HID-Klasse muss mindestens drei Befehle verarbeiten können. Es gibt laut Spezifikation noch mehrere Befehle, die jedoch optional sind.

- HIDGetReport
- HIDGetProtocol
- HIDSetProtocol

Mit HIDGetReport kommt es zur Übertragung des Report-Descriptors und der Mitteilung über die Datenpaketstruktur.

Die beiden anderen Befehle sind notwendig um den sogenannten USB-Legacy-Support zu ermöglichen. Dies ist erforderlich, wenn alte Betriebssysteme keine USB-Unterstützung bieten. In diesem Fall ist eine Emulation des USB-Geräts über eine verfügbare Schnittstelle notwendig. Ein klassischer Fall sind Tastaturen oder PC-Mäuse, wo es sehr wichtig ist, dass

das BIOS diese Geräte erkennt. Das Auslesen und Speichern des Report-Descriptors ist aufgrund der Größe für das BIOS nicht möglich. Daher muss zusätzlich ein einfaches Protokoll (das sogenannte Boot-Protokoll) zur Verfügung gestellt werden, welche nur aus drei Bytes besteht. Im ersten Bereich sind die Tasteninformationen kodiert und die restlichen zwei Bytes tragen die Positionsdaten. Mit dem Befehl `HIDSetProtocol` setzt das BIOS oder ein anderes einfaches Betriebssystem die PC-Maus in den Boot-Protokollmodus. Mit `HIDGetProtocol` ist es möglich eine Überprüfung zu machen, welches Protokoll aktiv ist.

Wenn das Boot-Protokoll nicht aktiv ist, kommuniziert die PC-Maus mit dem Computer über das übliche Report-Protokoll. Der Aufbau des Protokolls ist im Report-Descriptor festgelegt und sieht im einfachsten Fall sehr ähnlich dem Boot-Protokoll aus. Der Computer holt alle $10ms$ die Daten vom Endgerät ab, wobei den drei Datenbytes noch ein Byte mit der Report-ID vorausgeht. Dieses ist im Report-Descriptor mit `0x01` definiert. Die Tasten- und Positionsinformationen (Formel 70) bleiben identisch zum Boot-Protokoll. Beim Wechsel des Protokolls ist es im einfachsten Fall daher nur notwendig die Report-ID am Anfang des Datenpakets zu platzieren. Allerdings kann ein Datenpaket des Report-Protokolls auch komplexer aufgebaut sein und mehr als vier Bytes betragen. Der Aufbau ist immer im Report-Descriptor definiert.

5.4 Testsystem

Die Software enthält einen halbautomatischen Test. Wenn der Test einmal erfolgreich abgeschlossen ist, kommt es zu keinen weiteren Überprüfungen mehr. Dementsprechend ist das Testsystem nur nach dem ersten Hochladen der Firmware über FLIP verfügbar. Die Fuse-Bits nach Tabelle 2 müssen zuvor über den ISP-Programmer unbedingt gesetzt und das EEPROM gelöscht worden sein.

Die Anschlüsse X3, X4 und X5 stellen eine UART zur Verfügung. Zu beachten ist, dass kein Schnittstellentreiber oder ESD-Schutz vorhanden sind. Die Pegel liegen damit zwischen $3,3V$ und Masse. Mit einem Terminal-Programm lässt sich die Testprozedur verfolgen und die notwendigen Daten eingeben. Der Test setzt sich aus zwei Teilen zusammen. Der erste Teil ist ohne eingebaute Strömungssensoren zu absolvieren. Die Testschritte setzen sich zusammen aus:

- Versorgungsspannung mit Multimeter messen (C27)
- Bootloader-Taster überprüfen
- Linke Maustaste überprüfen
- Rechte Maustaste überprüfen
- Linkes LED in der Maustaste testen
- Rechtes LED in der Maustaste testen
- Spannungsversorgung der Brückenschaltung der x-Achse mit Multimeter messen (C8)

- Spannungsversorgung der Brückenschaltung der y-Achse mit Multimeter messen (C18)
- Heizerspannung der x-Achse mit Multimeter messen (IC3 Pin7)
- Heizerspannung der y-Achse mit Multimeter messen (IC6 Pin7)
- Ein Testadapter mit einer Brückenschaltung aus gleichen Präzisionswiderständen kommt auf den Steckplatz CP1 für die x-Achse. Die Korrekturspannung wird dabei so eingestellt, dass keine Spannungsverschiebung auftritt. Danach wird der ganze Verstärkungsbereich des SSA überstrichen und die Ausgangsspannung gemessen. Eine Veränderung der Ausgangsspannung würde auf einen fehlerhaften Instrumentenverstärker hindeuten.
- Der Testadapter wechselt auf den Steckplatz CP2 für die y-Achse. Hier wird ebenfalls der Instrumentenverstärker geprüft.

Beim erfolgreichen Abschluss des ersten Tests ist es notwendig die Leiterplatten mit den eingebauten Strömungssensoren zu montieren. Die Leiterplatte mit der Auswerteelektronik ist dabei ebenfalls mit den Strömungssensoren zu verbinden. Beim Anstecken an die USB-Schnittstelle läuft die PC-Maus automatisch in den nächsten Testprozess, welcher aus diesen Schritten besteht:

- Spannungsversatz der x-Achse messen und in den EEPROM speichern
- Spannungsversatz der y-Achse messen und in den EEPROM speichern

Mit dieser Maßnahme kann man erreichen, dass die Startzeit massiv verkürzt wird, weil noch ein kleiner restlicher Spannungsversatz korrigiert werden muss (siehe Abschnitt *Software*).

Ab diesen Zeitpunkt montiert man das Oberteil des Gehäuses und die PC-Maus kann in Betrieb genommen werden.

6 Messungen

6.1 Messaufbau

Für eine exakte Charakterisierung der PC-Maus genügt es nicht, diese manuell über eine gewisse Wegstrecke zu bewegen. Man gewinnt damit zwar einen ersten Eindruck, aber das vollständige Verhalten kann nur durch eine Aufnahme von entsprechenden Kennlinien erfasst und beschrieben werden.

Dafür ist es notwendig die PC-Maus mit einer wohl definierten reproduzierbaren Geschwindigkeit zu bewegen. Für diese Aufgabe wird ein Stiftplotter herangezogen. Die Stifthalterung am Plotterarm ist dabei entfernt worden und stattdessen sitzt dort nun die PC-Maus (Abbildung 68). Damit kann man den Prüfling mit einer absoluten einstellbaren Geschwindigkeit und einem Winkel bewegen. Als Unterlage wurde für jede Messung Papier verwendet, weil dieses durch elektrostatische Anziehung auf der Zeichenunterlage gut haftet.

Die Steuerung des Plotters erfolgt mit den Tasten an der Eingabeleiste oder über die serielle Schnittstelle (UART). Ein MATLAB®- Programm ist für die Bedienung des Plotters im *Anhang E* eingebunden.

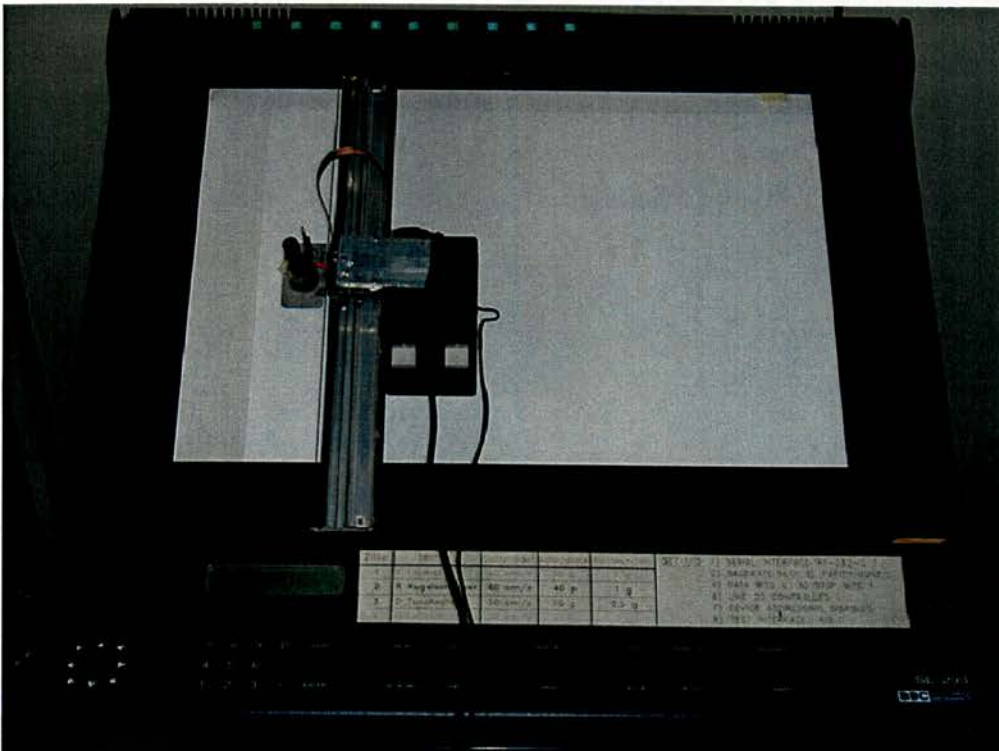


Abbildung 68: Messaufbau mit dem Plotter zur Charakterisierung der PC-Maus

Der Plotter SE 293 von BBC bietet die Möglichkeit einer Einstellung der Beschleunigung und der Bewegungsgeschwindigkeit über die UART (BBC SE293, 1986). Grundsätzlich ist

die Exaktheit dieser Parameter für das Zeichnen von Grafiken mit dem Plotter von untergeordneter Rolle. Wie eine Messung (Abbildung 69) zeigt, ist die eingestellte Geschwindigkeit mit der tatsächlichen Geschwindigkeit des Plotterarms nicht ident. Die Kennlinie ist zwar nicht linear, für die x- und y-Achse aber zumindest annähernd identisch. Für die genaue Geschwindigkeitseinstellung ist es somit erforderlich eine Approximation und Mittelung der Kennlinien durchzuführen, weil nur der Betrag der Geschwindigkeit eingestellt werden kann. Mit einer automatischen Umrechnung der Geschwindigkeit in den erforderlichen Plotterparameter mittels eines MATLAB®-Programms ist es möglich diese Nichtlinearität zu umgehen. Der Vorgang entspricht einer indirekten Kalibrierung.

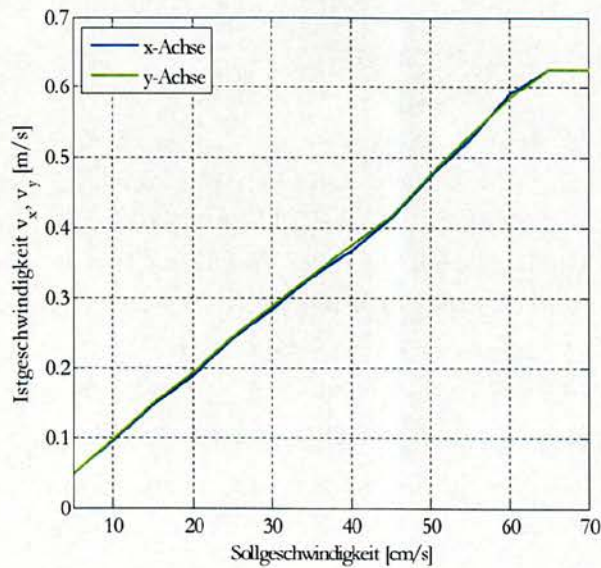


Abbildung 69: Geschwindigkeit des Plotterarms in Abhängigkeit des Einstellparameters

Die genaue Bestimmung des zurückgelegten Weges, was für die Messung der tatsächlichen Bewegungsgeschwindigkeit des Plotterarms und der abschließenden Kalibrierung notwendig war, konnte über die Anbringung von Metallstreifen am Rand der Zeichenfläche erreicht werden. Der Plotterarm erhält dabei einen metallischen Stift und löst ein Signal aus, wenn dieser die Metallstreifen auf der Zeichenfläche berührt. Um die Masse der PC-Maus in die Kalibrierung einfließen zu lassen, ist diese ebenfalls am Plotterarm montiert. Mit einer Bewegung von links nach rechts und danach von oben nach unten kann die Signaldauer zwischen zwei Impulsen erfasst werden. Weil der Weg bekannt ist, ist es möglich die Geschwindigkeit $v = \frac{s}{t}$ zu berechnen. Die Metallstreifen sind auf der Zeichenfläche so montiert worden, dass der Arm über die Strecke eine konstante Bewegungsgeschwindigkeit aufweist. Die Beschleunigungs- und Abbremsvorgänge mussten bei der Kalibrierung daher nicht berücksichtigt werden.

Die Einstellung der Beschleunigung ist prinzipiell möglich, wobei jedoch nur maximal $4,9 \frac{m}{s^2}$ erreichbar sind. Wegen der großen Masse der PC-Maus erkennt der Plotter die erhöhte notwendige Kraft für die Bewegung und meldet einen Fehler. Bei der höchsten zu messenden Geschwindigkeit von $0,625 \frac{m}{s}$ ist der Beschleunigungsweg $s_0 = \frac{v_0^2}{2 \cdot a} = 39,9 mm$ lang. Um

diesen Wert hat man die Metallstreifen bei der Kalibrierung vom Rand der Zeichenfläche entfernt aufgebracht. Bei allen anderen Messungen sorgt ein MATLAB®-Programm dafür, dass aus den Messwerten die Beschleunigungs- bzw. Abbremsphase entfernt wurde. Damit kann man sicherstellen, dass die Brückenspannung nur bei konstanter Geschwindigkeit ausgewertet wird. Die Messwerte die aus der PC-Maus kommen, werden dabei noch gemittelt, um das Rauschen zu vermindern. Die Regelung zur Entfernung des Versatzes in der Brückenspannung ist bei allen Messungen aktiv gewesen (siehe *Korrektur des Spannungsversatzes*). Diese Operation beeinflusst jedoch den Verlauf der Kennlinien (bzw. ihre Steigung) nicht.

6.2 Geschwindigkeitsabhängigkeit

Die Messungen wurden für zwei verschiedene Hohlräume durchgeführt. Der erste Hohlraum hat einen Durchmesser von 20mm und eine Höhe von 2mm . Der zweite Hohlraum hat hingegen die gleiche optimale Höhe nur der Durchmesser ist halb so groß (10mm). Wie die Simulationsergebnisse zeigen (Abbildung 37, Abbildung 38 und Abbildung 39) sind die Eigenschaften der beiden Hohlräume näherungsweise identisch. Der einzige wichtige Vorteil des kleineren Hohlräume ist, dass man mit diesem ein kompakteres und leichtes Zeigergerät realisieren kann (könnte bei Notebooks von Interesse sein).

Die beiden aufgenommenen Geschwindigkeitskennlinien (Abbildung 70 und Abbildung 71) zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen. Welche der Konfigurationen letztendlich verwendet wird, ist also eine Frage des Designs der PC-Maus.

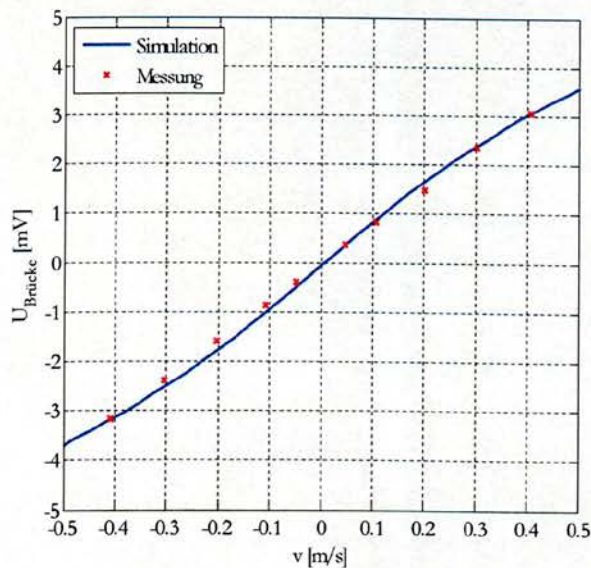


Abbildung 70: Geschwindigkeitsmessung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 2mm

Im größeren Hohlraum ($d = 20\text{mm}$, $h = 2\text{mm}$) konnten zwei verschiedene Sensortypen getestet werden (Typ „Weit“ und „Schmal“). Für den Strömungssensor Typ „Weit“ wur-

den darüber hinaus Simulationen durchgeführt die gut mit den Messergebnissen übereinstimmen (Abbildung 71). Die Geschwindigkeitskennlinie des Sensortyps „Schmal“ zeigt hingegen eine kleinere Steigung auf. Die Brückenspannung ist bei gleichen Bedingungen, wie Heizer- und Brückenversorgungsspannung sowie Bewegungsgeschwindigkeit um ein vielfaches kleiner. Daher eignet sich der Typ „Schmal“ nicht in der PC-Maus eingesetzt zu werden. Aus diesem Grund ist ebenfalls kein Simulationsmodell entstanden.

Darüber hinaus zeigt der Typ „Schmal“ bei einer längeren Betriebsdauer einen größerer Versatz in der in der Brückenspannung. Dieses Verhalten wird auf die räumliche Verschiebung der Membrantempersensoren und ihren kleineren Abstand zum Membranrand zurückgeführt (Abbildung 12).

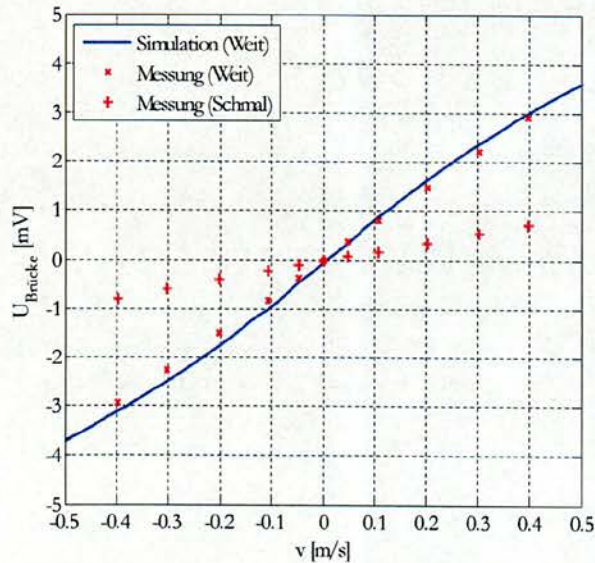


Abbildung 71: Geschwindigkeitsmessung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 20mm und einer Höhe von 2mm (für Sensortyp „Weit“ und „Schmal“)

Die Ausgangskennlinie der eingesetzten Strömungssensoren ist im betrachteten Geschwindigkeitsbereich annähernd linear. Für den Benutzer ist entscheidend, dass sich die PC-Maus in allen Richtungen gleichmäßig verhält. Sollte daher die Steigung der Kennlinie in x- und y-Richtung sowie für die positive als auch die negative Richtung nicht gleich sein, ist eine Korrektur über die Software notwendig.

Die Sollsteigung ist dabei so definiert, dass bei der festgelegten Maximalgeschwindigkeit von $\pm 0,4 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ eine Brückenspannung von $\pm 3\text{mV}$ auftreten soll ($k_{\text{soll}} = \frac{3\text{mV}}{0,4 \frac{\text{m}}{\text{s}}}$). Die erste Messung gilt daher immer der Ermittlung der tatsächlichen Steigung. Mit einem MATLAB®-Programm und einer LS-Approximation (siehe *Anhang E*) werden die vier Sollsteigungen (x- und y-Achse mit dem negativen und positiven Bereich) ermittelt und in die Software des Mikrocontrollers inkludiert (siehe Abschnitt *Datenerfassung*).

Die Messergebnisse aus Abbildung 70 zeigen ohne Kennlinienkorrektur einen maximalen relativen Fehler von 3,9% zu der Sollsteigung bezogen auf die maximale Brückenspannung

(3mV) an. Nachdem die Korrekturwerte $\left(\frac{k_{soll}}{k_{Ist}}\right)$ berechnet und in der Software eingebunden wurden, verbessert sich die Geschwindigkeitskennlinie wesentlich (Abbildung 72). Der relative Fehler lässt sich damit auf 1,8% reduzieren. Diese Reduktion trägt auch besonders zur Vergrößerung der Positionsgenauigkeit bei (siehe *Positionsgenauigkeit*).

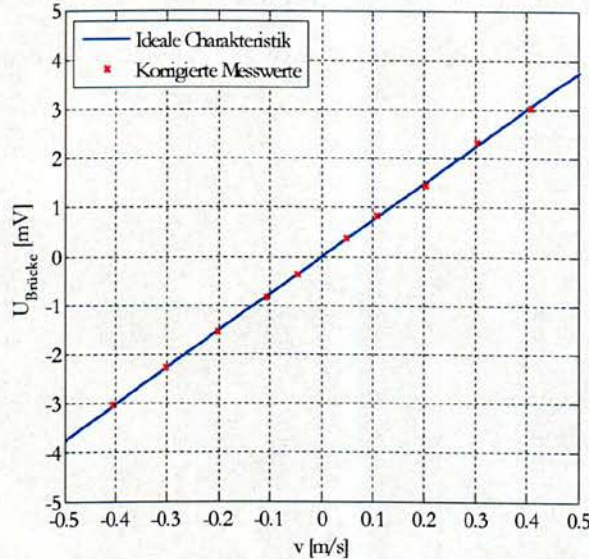


Abbildung 72: Korrigierte Geschwindigkeitskennlinie für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 2mm

6.3 Winkelabhängigkeit

Die Abhängigkeit der Brückenspannung von der Bewegungsrichtung bei konstanter Geschwindigkeit wurde nur bei dem Sensortyp „Weit“ untersucht. Die Simulationen für die x- bzw. y-Achse haben eine Cosinus- bzw. Sinus-Form angedeutet. Die Simulationsergebnisse wichen dabei nur unwesentlich von dem idealen Verlauf ab, wie das Skalarprodukt der beiden Kurven (siehe Abschnitt *Dreidimensionales Modell*) zeigen.

Für die Messung sind die Koordinaten des Plotters so eingestellt worden, dass sich der entsprechende Winkel bildet. Die absolute Geschwindigkeit beträgt in den Kurven jeweils $0,4 \frac{m}{s}$. Es sind für die Abbildung 73 und Abbildung 74 nur ausgewählte Winkel eingestellt worden, weil die Auswertung der Messdaten sehr aufwändig ist. Bei den aufgenommenen Kennlinien sind in der Software keine Korrekturparameter gesetzt worden. Eine vollständige Unterdrückung des Brückenspannungsversatzes ist jedoch vorhanden, wie die Messwerte exakt auf der Nulllinie zeigen.

Sowohl für den Hohlraum mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 2mm (Abbildung 73) als auch für den andere Hohlraum mit einem Durchmesser von 20mm und der gleichen Höhe (Abbildung 74) stellt sich eine außerordentlich gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen heraus.

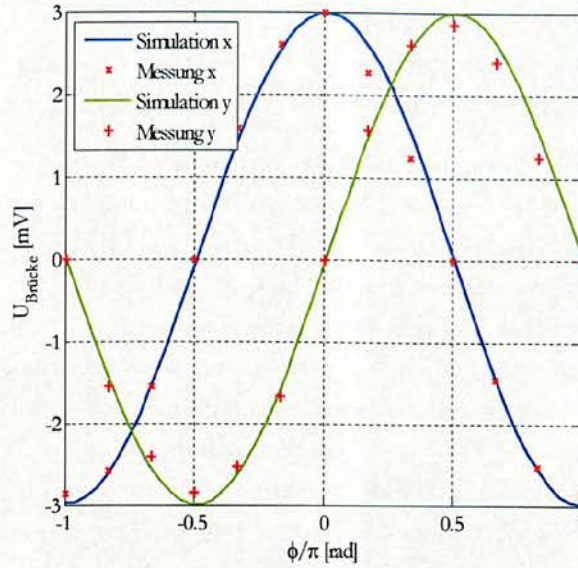


Abbildung 73: Winkelabhängigkeit der Strömung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 10mm und einer Höhe von 2mm

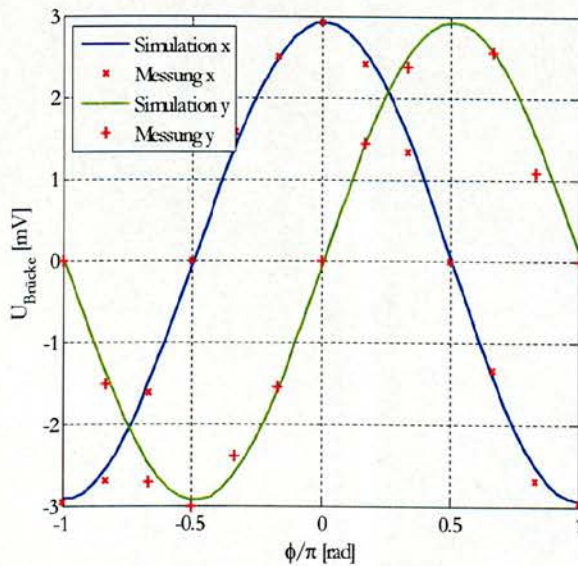


Abbildung 74: Winkelabhängigkeit der Strömung für einen Hohlraum mit einem Durchmesser von 20mm und einer Höhe von 2mm

6.4 Positionsgenauigkeit

Bei der PC-Maus sind immer nur die relativen Positionsdaten von Bedeutung. Die Übertragung der aktuellen Geschwindigkeit erfolgt periodisch und der Computer errechnet anhand dieser Daten nur die Wegdifferenz zur letzten bekannten Position. Der Benutzer kann durch entsprechende Bewegung jeden Winkel am Bildschirm mit dem Zeigersymbol erreichen. Daher ist wichtig, dass die relative Positionsänderung in allen Richtungen gleich

chermaßen und präzise ermittelt wird. Sollte das Zeigergerät um ein bestimmtes Wegelement vor und dann wieder zur Anfangsposition zurückbewegt werden, dürfte sich im relativen Koordinatensystem keine Änderung ergeben. Beschleunigungs- und Abbremsvorgänge sind durch die kurze Abtastrate (1ms) in der Wegermittlung berücksichtigt.

Um zu testen wie präzise die Bestimmung der relativen Position erfolgt, wird die PC-Maus mit dem Plotterarm in eine bestimmte Richtung $0,3\text{m}$ hin und wieder zurück bewegt. Solange die Steigung der Geschwindigkeitskennlinien in beide Richtungen identisch ist, soll der Fehler verschwindend ausfallen. In Abbildung 75 sind die relativen Abweichungen von der Anfangsposition (bezogen auf die Streckenlänge von $0,3\text{m}$) für die x-Richtung in Abhängigkeit der Bewegungsgeschwindigkeit dargestellt. Da sich die Steigung der Kennlinien für den positiven (Vorbewegung) und den negativen Bereich (Rückbewegung) minimal unterscheiden, entsteht ohne Kennlinienkorrektur (grüne Linie) ein erheblicher Fehler. Bei steigender Geschwindigkeit nimmt somit die Positionsgenauigkeit wesentlich ab. Durch die in der Software realisierte Kennlinienkorrektur werden die Steigungen in beiden Bereichen der Kennlinie ausgeglichen, was den Fehler dabei zu reduzieren vermag (blaue Kurve). Der relative Fehler ist zwar immer noch von der Geschwindigkeit abhängig, liegt jedoch bei maximaler Geschwindigkeit unter 3%.

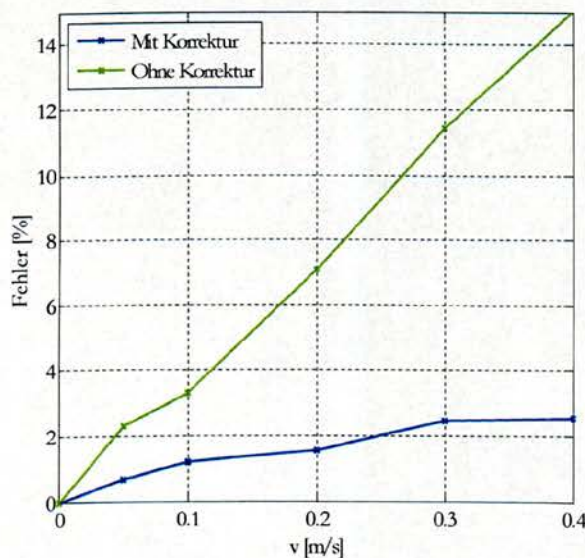


Abbildung 75: Positionsfehler der PC-Maus beim Bewegen in x-Richtung ($0,3\text{m}$) hin und zum Ursprung zurück (mit und ohne Kennlinienkorrektur)

6.5 Zuverlässigkeit

Sollte die PC-Maus einmal kommerziell hergestellt werden, muss ihre Zuverlässigkeit hoch sein, damit sie sich in der freien Marktwirtschaft behaupten kann. Bei der Unterhaltungselektronik sind die Anforderungen im Gegensatz zu Elektronik im Automobil- oder Militärssektor zwar relativ gering. Trotzdem sollte die Funktionsfähigkeit einer PC-Maus, die

auch in die Kategorie Unterhaltungselektronik einzuordnen ist, über mehrere Jahre gegeben sein.

Ein Dauerbetrieb der PC-Maus hat ergeben, dass es bei fünf Sensoren des Typs „Weit“ nach spätestens 30 Tagen zu einem Ausfall kam. Bei allen Sensoren ist dabei nur der Heizer betroffen, welcher nach einem Dauerbetrieb durch einen Leiterbahnbruch nicht mehr versorgt wird. In den Abbildung 76 sind die Mikroskopaufnahme der Störstelle einiger Sensoren zusammengestellt. Die Sensoren kommen alle aus dem gleichen Wafer und damit aus dem gleichen Herstellungsprozess. Zwischen der Herstellung und Verwendung der Strömungssensoren liegen ungefähr 1100 Tage. Beim letzten Bild ist zusätzlich noch ein Membranriss erkennbar, der durch den Degenerationsprozess verursacht wurde. Bemerkenswert ist außerdem, dass es nur zu einer Veränderung des oberen Anschlusses kommt. Der Heizer wurde immer nur mit Gleichstrom versorgt, wobei der positive Anschluss jeweils oben angebracht war.

Messungen haben gezeigt, dass durch das Einstecken der PC-Maus in der Heizerversorgung (3V) keine Überspannung hervorrufen wird. Außerdem ist es im Dauerbetrieb kaum zur Unterbrechung der Stromversorgung gekommen. Eine Spannungsspitze kann dementsprechend als Zerstörungsursache ausgeschlossen werden.

In den Bereichen der Newtonringe (Abbildung 76 und Abbildung 79) konnte eine Erhöhung der Siliziumnitridschicht festgestellt werden. Die Messungen der Schichthöhe mit dem Profilometer ergaben einen Wert von bis zu $5,9\mu\text{m}$. Zieht man die Dicke der darunterliegenden Chromschicht (130nm) ab, folgt eine Beule mit einer effektiven Höhe von $5,77\mu\text{m}$, die alleine auf den Degenerationsprozess zurückzuführen ist.

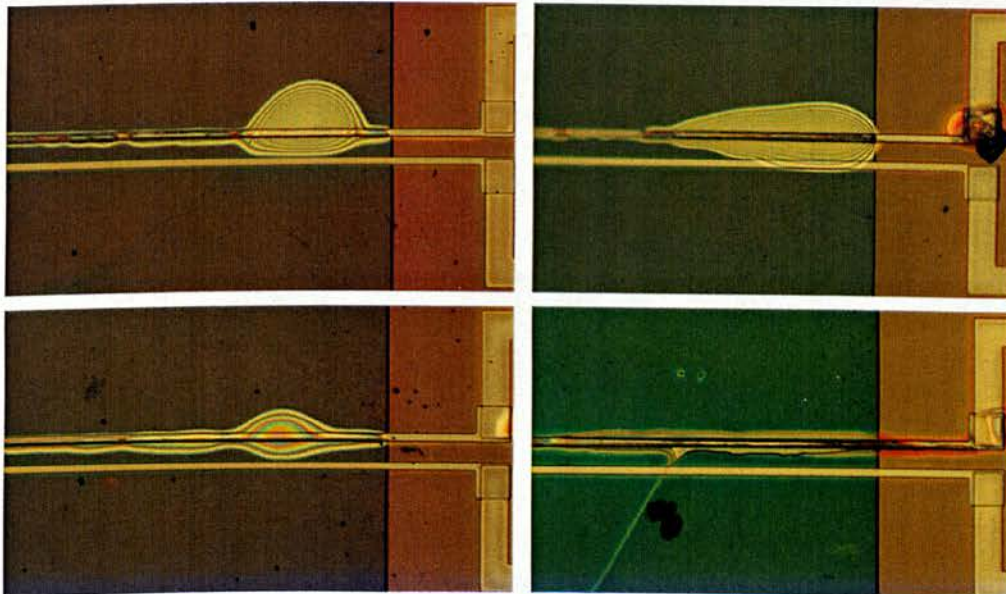


Abbildung 76: Verschiedene Strömungssensoren mit defektem Heizer

Die Ursachen für das Abbrennen des Heizers sind vielfältig und müssten genauer untersucht werden. Dies würde aber den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Im Folgenden werden

nur die wahrscheinlichsten Mechanismen kurz erörtert, welche die Zerstörung (mit)verursacht haben könnten. Dies sind:

- Elektromigration
- Mechanische Spannung und
- Alterungsprozess in der Siliziumnitridschicht

Wegen der Miniaturisierung der Bauelemente spielt die Elektromigration in der Halbleiterelektronik eine bedeutende Rolle. Dieser Effekt kommt durch Stöße von Elektronen an Metallionen zustande (Lienig, 2006). Eine entgegengesetzte Kraft entsteht durch das elektrische Feld, welches die Metallionen in die Gegenrichtung zieht. Diese Kraft ist allerdings relativ klein zu den Stößen der Elektronen. Als Folge ergibt sich eine effektive Materialwanderung zu der Anode.

Somit verursacht eine bestimmte Stromdichte J bei einer Betriebstemperatur T , Querschnittsfläche A der Leiterbahn und Aktivierungsenergie E_A den Transport von Metallionen in einer Leiterbahn. Mit diesen Parametern kann man die mittlere Lebensdauer (MTTF) für die Leiterbahn abschätzen (Formel 75, (Lienig, 2006)). Nach Ablauf dieser Zeit sind nur noch 50% der getesteten Bauteile funktionsfähig. Der Parameter n ist dabei eine Sammelvariable und fasst durch Experimente mehrere Effekte zusammen. Durch die geringe Anzahl an verfügbaren Strömungssensoren war es in dieser Arbeit nicht möglich aussagekräftige Parameter zu bestimmen.

$$MTTF = A \cdot J^{-n} \cdot e^{\frac{E_a}{k_b \cdot T}}$$

Formel 75: Mittlere Lebensdauer
von Leiterbahnen

Die Temperatur spielt bei der Elektromigration eine entscheidende Rolle. Wie Simulationen zeigen, beträgt die Temperatur um den Heizer ungefähr 324K (bei einer Umgebungstemperatur von 298,15K). In Abbildung 79 sind die Ergebnisse eines Dauerversuchs für einen Strömungssensor chronologisch dargestellt. Die größte Veränderung tritt vor dem Übergang zwischen der Membran und dem Substrat auf, was auf den großen Temperaturgradienten zurückzuführen ist. Wegen der deutlichen niedrigeren Substrattemperatur gibt es im Substratbereich kaum eine Veränderung. Eine Ausnahme scheint die Kontaktierungsstelle (rechts oben) zu sein. Hier könnte eine dünne Oxidschicht zwischen Chrom und Titan zum Temperaturanstieg führen.

Durch den hohen Temperaturunterschied zwischen Membran und Substrat bildet sich ebenfalls eine mechanische Spannung aus. Diese kann auf den Leiter als auch auf die Siliziumnitridschicht wirken. Der Leiter kann damit verjüngt werden und die Stromdichte steigt weiter in der Zone an. Die Elektromigration unterstützt diesen Prozess.

Die mechanische Spannung kann jedoch auch die Siliziumnitridschicht beeinflussen, wie die Aufwölbung (Newtonringe) zeigt. Die Wärmeleitfähigkeit ist damit von der Leiterbahn zu der Siliziumnitridschicht vermindert und eine Temperaturerhöhung ist die Folge. Die

Elektromigration und mechanische Spannung nimmt damit ebenfalls zu, was bis zu der Zerstörung der Leiterbahn führen kann.

Auf dem identischen Wafer existieren noch andere Sensoren mit unterschiedlicher Leiterbahnführung (Abbildung 77). Die Kontaktierung des Heizers erfolgt hierbei nicht am Substrat sondern auf der Membran. Der Temperaturunterschied wirkt sich somit nicht auf die dünne Bahn des Heizers aus. Der Dauerversuch wurde unter gleichen Bedingungen wie bei allen Strukturen durchgeführt (Umgebungstemperatur und Heizerversorgungsspannung). Erst nach 80 Tagen zeigen sich die ersten Veränderungen an der Siliziumnitridschicht im Membranbereich und zwar vor allem an der Kontaktierungsstelle, wo eine lokale Temperaturerhöhung vermutet wird. Bemerkenswert bei diesem Versuch ist, dass die Stromrichtung geändert wurde (Plus Pol ist unten). Die Zerstörung tritt wieder am positiven Pol auf, was die Vermutung über die Elektromigration unterstützt.

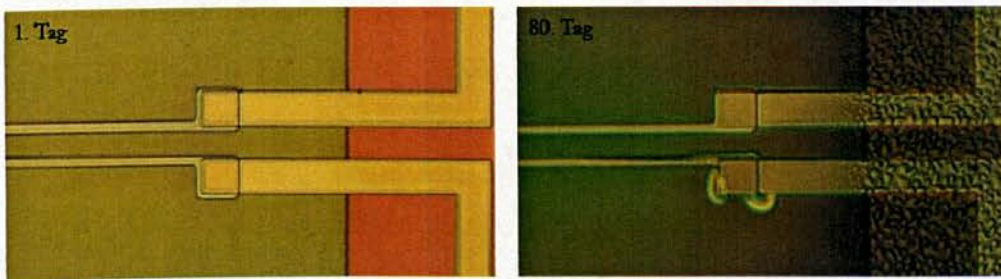


Abbildung 77: Andere Leiterbahnführung des Heizers

Durch die lange Lagerungszeit der Strömungssensoren von ungefähr 1100 Tagen ist es möglich, dass ein Alterungsprozess der Schicht stattgefunden hat. Um dies zu überprüfen wurden Sensoren aus einem weiteren Wafer mit den gleichen Herstellungsprozessen, aber eine Siliziumnitridschichtdicke von 1200nm statt 1300nm hergestellt. Sofort nach der Prozessierung konnten die Sensoren 80 Tage lang in einem Dauerversuch getestet werden (Abbildung 78). Eine Veränderung der Schicht war dabei nicht zu erkennen. Der Alterungsprozess der Schicht spielt somit eine wichtige Rolle.

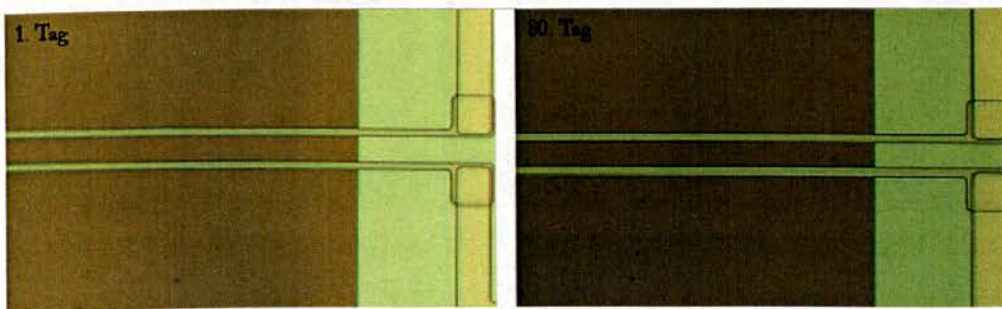


Abbildung 78: Neuer Wafer mit einer Siliziumnitridschichtdicke von 1200nm

Verbesserungen hinsichtlich der Zuverlässigkeit müssen am Design des Strömungssensors oder der Heizerversorgung ansetzen. Wenn Elektromigration die Hauptursache für den Degenerationsprozess ist, wäre es möglich eine Wechselspannung an den Heizer anzulegen. Weil die Heizleistung ($P = \frac{U^2}{R}$) quadratisch von der Spannung abhängig ist, tritt somit am Heizer die doppelte Frequenz auf. Die Strecke aus dem Heizer und den Temperatur-

sensoren kann man als ein dynamisches System betrachten. Legt man einen Spannungssprung an den Heizer, so folgt eine Anstiegszeit des Signals von ungefähr 18ms (Abbildung 39). Das System stellt einen Tiefpass erster Ordnung dar und somit kann die Grenzfrequenz zu $f_g = \frac{0,35}{\tau} = 19,4\text{Hz}$ bestimmt werden (Cerimovic, et al., 2008). Versorgt man den Heizer mit der halben Grenzfrequenz, verhält sich dieser als ob eine Gleichspannung anliegen würde. Nachteilig an dieser Methode ist, dass die Amplitude höher ist als der Effektivwert ($\sqrt{2}$). Es kann damit nicht der volle zulässige Spannungsbereich ausgenutzt werden.

Dies lässt sich jedoch umgehen, indem man den Heizer mit einem Rechtecksignal speist. An den Flanken treten allerdings weitere Frequenzkomponenten auf, die auf die Brückenspannung übersprechen können.

Eine niedrige Heizerspannung ist grundsätzlich möglich, aber die Brückenspannung nimmt damit wesentlich ab. Die Auswertung der Daten wäre damit wesentlich erschwert, weil das Signal-Rausch-Verhältnis damit abnehmen würde. Die Zerstörung des Heizers könnte dadurch jedoch nicht gestoppt, sondern nur verzögert werden.

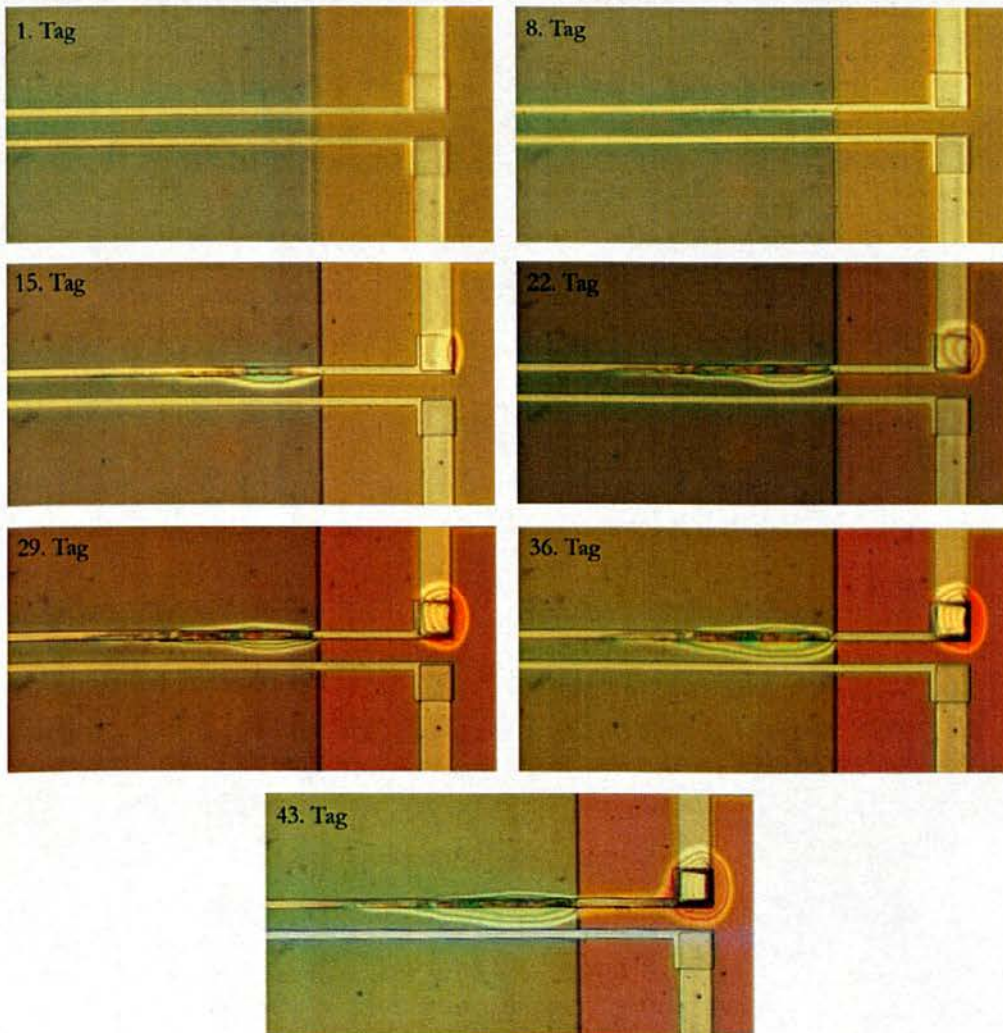


Abbildung 79: Chronologischer Ablauf der Degeneration des Heizers

7 Zusammenfassung und Ausblick

Optische oder mechanische Sensoren bei PC-Mäusen sind nicht die einzigen Sensoren, um die Position messen zu können. Im Rahmen dieser Arbeit konnte erfolgreich gezeigt werden, dass es möglich ist, eine PC-Maus mit miniaturisierten thermischen Strömungssensoren aufzubauen und zu testen.

Im einleitenden Kapitel kommt die grundlegende Funktionsweise der PC-Maus mit den eingebauten Strömungssensoren zur Sprache. Auf der Unterseite des Eingabegerätes befinden sich zwei zylinderförmige Hohlräume mit jeweils einem Strömungssensor, welche orthogonal zu einander angeordnet sind. Die Strömungssensoren sind in der Mitte fluchtend über dem Hohlraum montiert und registrieren bei einer Bewegung der PC-Maus den Luftstrom. Dadurch ist es möglich die Geschwindigkeitskomponenten in x - bzw. y -Richtung zu messen und mit einer Integration über die Zeit die Positionsänderung zu berechnen.

Die miniaturisierten Strömungssensoren sind am Institut für Sensor- und Aktuatorssysteme an der Technischen Universität entwickelt worden, welche nach dem kalorimetrischen Prinzip arbeiten. Ein Dünnschichtwiderstand aus Chrom dient in der Mitte des Strömungssensors als Wärmequelle und erzeugt ein symmetrisches Temperaturprofil. Zwei Temperatursensoren aus amorphem Germanium in der unmittelbaren Nähe des Heizers messen dabei die Temperaturdifferenz. Diese Bauelemente sind in eine extrem dünne Membran eingebettet, die von einem Siliziumsubstrat getragen wird. Ohne Strömung bildet sich um die Wärmequelle ein symmetrisches Temperaturprofil aus und beide Temperatursensoren messen das identische Signal. Bei einer Bewegung der PC-Maus entsteht im Hohlraum eine rotierende Luftströmung und das Temperaturprofil wird damit asymmetrisch. Die Temperatursensoren messen eine Temperaturdifferenz, die proportional zur Strömungsgeschwindigkeit ist und die für die Erzeugung des Ausgangssignals genutzt wird.

Auf dem Grundmaterial aus Silizium befinden sich noch zwei weitere Temperatursensoren, die weitgehend vom Heizer unbeeinflusst sind und nur die Temperatur des Substrates messen. Alle vier Temperatursensoren sind dabei in eine Wheatstonesche Messbrücke zusammengeschaltet. Die Brückenspannung wird in einer weiteren Signalverarbeitung noch verstärkt und ist in erster Näherung von Schwankungen der Umgebungstemperatur unabhängig.

Das erste Kapitel geht ausführlich auf thermische Strömungssensoren ein, die auf dem kalorimetrischen Prinzip beruhen. Mit einem vereinfachten analytischen Modell werden die Ausgangskennlinien bei zwei verschiedenen Betriebsmoden hergeleitet. Die zwei Moden unterscheiden sich je nach dem wie die Heizerspannung eingestellt ist. Im ersten Fall wird die Heizerspannung konstant gehalten (entspricht näherungsweise einer konstanten Heizleistung) und im anderen Fall ist die Versorgung des Heizers so geregelt, dass die Heizertemperatur konstant bleibt. Der erste Fall ist schaltungstechnisch sehr einfach zu realisieren, jedoch ist nur bis zu einer gewissen Grenzgeschwindigkeit ein eindeutiger Zusammenhang zwischen Strömung und Ausgangssignal vorhanden. Mit dem zweiten Betriebsmodus

kann man einen großen Messbereich abdecken, allerdings ist dazu eine komplexe Auswertelektronik notwendig. Neben dem analytischen Modell wurden in diesem Abschnitt auch die Messergebnisse der Sensorcharakterisierung zusammengestellt. Es wurde dabei die Temperaturabhängigkeit der Temperatursensoren und des Heizers vermessen. Diese Daten sind für die anschließende Erstellung eines Simulationsmodells von besonderer Bedeutung. Zusätzlich war es notwendig die geometrischen Abweichungen zu betrachten, weil die meisten Sensoren einen Fertigungsfehler aufweisen und diese mit der Simulation analysiert werden sollen. Am Schluss des Kapitells wird noch ein Strömungssensor, der in einen Kanal eingebaut ist, behandelt und die Kennlinie bei den zwei Betriebsmoden (konstante Leistung und konstante Temperatur) ausgemessen. Es zeigt sich beim Betrieb mit konstanter Leistung, dass eine eindeutige Proportionalität zwischen Strömungsgeschwindigkeit und Ausgangssignal bis zu $2\frac{m}{s}$ vorhanden ist. Dieser Betriebsmodus ist somit für die PC-Maus gut geeignet, weil nur eine Höchstgeschwindigkeit von $0,4\frac{m}{s}$ gemessen werden soll.

Das nächste Kapitel befasst sich ausgiebig mit Simulationen mittels COMSOL Multiphysics®, um die optimalen Abmessungen für den Hohlraum auf der Unterseite der PC-Maus zu bestimmen. Zuerst wurden die notwendigen Differenzialgleichungen und Modelle dargestellt. Ein sehr komplexes und nicht lösbares Modell, das durch die präzise Abbildung der realen Struktur entstanden ist, musste durch vielfältige Annahmen vereinfacht werden. Besonders die dünne Membran und die eingebetteten Elemente machten die Netzgenerierung von COMSOL Multiphysics® durch die Vielzahl an Netzknoten unmöglich. Es war daher nötig die komplexe Struktur zu kompakten Elementen zusammenzufassen und damit die Anzahl der Netzelemente drastisch zu reduzieren. Außerdem ist für die Vernetzung der Membran im dreidimensionalen Modell eine Skalierung vorgenommen worden, weil damit die Netzqualität steigt und die Netzelementezahl sinkt. Durch die Skalierung ist das Modell nicht mehr äquivalent zu der Realität. Es war daher notwendig die Differenzialgleichungen zu modifizieren und daraus skalierte physikalische Parameter zu gewinnen.

Ein drei- und zweidimensionales Modell steht für die jeweilige Analyse zur Verfügung. Mit dem rechen- und speicherintensiven dreidimensionalen Modell wurde das Ausgangssignal in Abhängigkeit der Bewegungsrichtung der PC-Maus untersucht. Daraus ergibt sich näherungsweise eine cosinusförmige Charakteristik. Die Orthogonalität der Kennlinien für die x- und y-Achse ist von besonderer Wichtigkeit, weil damit die zwei Geschwindigkeitskomponenten unabhängig voneinander gemessen werden können. Das zweidimensionale Modell kommt nur für die Ermittlung der optimalen Werte der Hohlraumabmessungen zum Einsatz. Als optimale Geometrie hinsichtlich der Größe, Linearität, Orthogonalität und Anstiegszeit des Ausgangssignals hat sich ein Zylinder mit einem Durchmesser von $20mm$ und einer Höhe von $2mm$ herausgestellt. Die maximale Ausgangsspannung im Messbereich von $0,4\frac{m}{s}$ liegt bei $3mV$ mit einem Linearitätsfehler von $10,46\%$. Bei einer Verkleinerung des Durchmesser auf $10mm$ steigt der Linearitätsfehler auf $14,33\%$ und die maximale Ausgangsspannung steigt auf $3,02mV$ an. Die Anstiegszeit bleibt hingegen bei beiden Hohlräumen mit $18,39ms$ hoch, was sich jedoch bei der Verwendung der PC-Maus nicht störend auswirkt. Die geringen Fehlerunterschiede im Vergleich zur idealen Geometrie rechtferti-

gen den Einsatz eines Hohlraums mit dem Durchmesser von 10mm , falls ein kleines kompaktes Gehäuse für die PC-Maus erwünscht ist.

Bei Sensoren die nach dem thermischen Prinzip funktionieren, wirkt sich häufig die Änderung der Umgebungstemperatur störend aus. Durch die häufige Berührung der PC-Maus mit der Hand erwärmt sich diese und verändert ebenfalls die Temperatur der Strömungssensoren. Daher ist es sehr wichtig, dass das Ausgangssignal von der Umgebungstemperatur nicht abhängig ist. Dies konnte durch die Verwendung einer Messbrücke näherungsweise erreicht werden. Mit den Simulationsergebnissen konnte jedoch ein Restfehler entdeckt werden, wobei der Temperaturkoeffizient der PC-Maus $-1,1 \frac{\text{mV}}{\text{s K}}$ beträgt. Bei einer gleichmäßigen Veränderung der Umgebungstemperatur im Bereich von $233,15\text{K}$ bis $358,15\text{K}$ (-40°C bis 85°C) führt dies nur zu einem maximalen Relativfehler des Ausgangssignals von $7,2\%$.

Während des Herstellungsprozesses wurden die Belichtungsmasken fehlerhaft justiert, wodurch die Sensorelemente auf der Membran leicht versetzt sind. Die resultierende Asymmetrie macht sich durch einen unerwünschten Versatz in der Brückenspannung bemerkbar, welcher durch eine passende Abgleicheinrichtung entfernt werden muss. Die zur Verfügung gestellten Strömungssensoren zeigen eine breite Streuung mit einer geometrischen Abweichung von teilweise bis zu $10\mu\text{m}$. Es ist daher vor dem Einbau der Strömungssensoren in die Leiterplatte eine Selektion durchzuführen. Die Simulationen haben sich als geeignetes Mittel herausgestellt, um zu zeigen in welchem Bereich das Ausgangssignal abgeglichen werden kann bzw. wie sich allgemein geometrische Abweichungen auf die Brückenspannung auswirken. In einem optimierten Herstellungsprozess fallen die Toleranzen wesentlich kleiner aus und der maximale Abgleichbereich des Spannungsversatzes spielt dann eine untergeordnete Rolle. Es konnte jedoch gezeigt werden, dass mit den getroffenen Maßnahmen zur Entfernung des Brückenspannungsversatzes große geometrische Toleranzen des Strömungssensors abgleichbar sind.

Während der Entwicklung der Hardware hat sich herausgestellt, dass durch eine asymmetrische Leiterbahnführung auf der Leiterplatte das Temperaturprofil am Sensor beeinflusst wird und sich daraus ein Brückenspannungsversatz bildet. Daher war es nachträglich notwendig ein Simulationsmodell der Leiterplatte mit dem integrierten Strömungssensor zu erstellen, damit die Effekte genauer untersucht werden konnten. Mit diesen Simulationsergebnissen wurde eine Leiterplatte mit symmetrischer Leiterbahnführung entworfen, womit das Temperaturprofil am Strömungssensor nicht mehr gestört wird.

Mit den Erkenntnissen aus den Messungen und Simulationen konnte eine passende Auswerteelektronik entwickelt werden, was im Kapitel *Auswerteelektronik und Mechanik (Hardware)* beschrieben ist. Die Versorgung der PC-Maus erfolgt vollständig über den USB-Anschluss und durch den begrenzten Platz auf der Leiterplatte musste die Auswerteelektronik so einfach wie möglich gehalten werden. Auf Aufwärtswandler oder andere komplexe Einheiten für die Spannungsversorgung wurde daher verzichtet. Die Zusammenschaltung der vier Temperatursensoren zu einer Wheatstoneschen Messbrücke bietet den Vorteil, dass das Ausgangssignal in erster Näherung unabhängig von der Umgebungstemperatur ist und annähernd linear von der Strömungsgeschwindigkeit abhängt. Bei einer maximalen zu

erwartenden Mausgeschwindigkeit von $0,4 \frac{m}{s}$ ergibt sich ein Wert für die Brückenspannung von $\pm 3mV$. Nach einer Verstärkung mit einem Instrumentenverstärker (AD8557 mit integrierter Korrekturspannung) wird die Brückenspannung digitalisiert (AD7887 mit 12Bit) und an den Mikrocontroller zur weiteren Verarbeitung übergeben. Die Verstärkung und der Spannungsversatz des Instrumentenverstärkers lassen sich über den Mikrocontroller durch eine digitale Schnittstelle verändern. Eine eventuelle Anpassung an Strömungssensoren mit anderen Eigenschaften ist damit jederzeit möglich.

In diesem Kapitel wird außerdem die Versorgung der Brückenschaltung, des Heizers und der ganzen Auswertelektronik behandelt. Die Versorgung der PC-Maus über den USB-Anschluss erfolgt mit einer Leistungsaufnahme von insgesamt $75mW$. Mit der geringen Leistung ist es möglich die Betriebszeit von akkubetriebenen Geräte wesentlich zu verlängern, was ein entscheidender Vorteil dieser PC-Maus ist. Am Schluss des Kapitels wird noch auf die genaue Beschreibung des Gehäuseentwurfs eingegangen.

Im vorletzten Kapitel ist eine Abhandlung über die gesamte Software im Mikrocontroller gegeben. Durch die Verwendung von standardisierten USB-Klassen konnte die direkte Programmierung eines PC-Maustreibers vermieden werden. Die Implementierung eines USB-Moduls im Mikrocontroller war jedoch vollständig notwendig. Die Software hat zusätzliche vielfältige Aufgaben, wie die Datenerfassung, Umrechnung und Übertragung an den Computer. Eine der wichtigsten Aufgaben ist die Entfernung des Brückenspannungsversatzes. Der Versatz ist durch thermische Einflüsse nicht konstant und muss deshalb kontinuierlich über einen Regelkreis kompensiert werden. Wegen der geringen Rechenleistung des Mikrocontrollers ohne Hardware-Multiplizierer (AT90USB162) muss ein einfacher und nur mit wenigen Rechenoperationen behafteter Algorithmus entwickelt werden. Die Kompensation des Spannungsversatzes geschieht dabei auf zwei Ebenen: Grobe Abweichungen werden direkt in der Hardware durch das Senden von entsprechenden Kontrollsignalen an den Instrumentenverstärker und feine Schritte in der Software kompensiert. Das Herzstück des in der Software realisierten Regelkreises ist ein Integrator, der nur in- bzw. dekrementieren kann. Für die Ausführung des Algorithmus sind daher nur Additionen bzw. Subtraktionen notwendig, die der Mikrocontroller sehr schnell berechnen kann.

Neben der Entfernung des Spannungsversatzes übernimmt die Software auch eine Korrektur der Kennliniensteigung vor. Damit wird sichergestellt, dass die Steigung für die positive und negative Richtung beider Kennlinien (x- und y-Achse) näherungsweise identisch ist. Die PC-Maus weist damit ein gleichartiges Verhalten in alle Richtungen auf.

Es kommt oft vor, dass der Endanwender die PC-Maus von der Unterlage hochhebt und damit die Luftströmung unterbricht. Dies würde zu einem unerwünschten Herumspringen des Mauszeigers am Bildschirm führen. In der Software ist aus diesem Grund eine eigene Sprungerkennung implementiert, die den Zeiger gegebenenfalls einfriert. In dieser Hinsicht unterscheidet sich das Verhalten nicht von einer optischen PC-Maus.

Neben der ausführlichen Behandlung der USB-Implantierung wird am Ende des Kapitels noch ein einfaches halbautomatisches Testsystem beschrieben. Dieses System ist nur einmalig für den Test des gesamten Geräts bei der Produktion notwendig.

Nachdem das Gerät erfolgreich gebaut und programmiert wurde, folgten zahlreiche Messungen im Labor, um die PC-Maus zu charakterisieren. Zu diesem Zweck wurde ein einfacher Messaufbau entwickelt. Das Kapitel *Messungen* gibt abschließend einen Überblick über diesen Arbeitsschritt und stellt die Mess- und Simulationsergebnisse gegenüber. Es ergibt sich dabei eine sehr gute Übereinstimmung sowohl der Geschwindigkeit als auch der Orthogonalität. Nur hinsichtlich der Positionsgenauigkeit bei einer Bewegung der PC-Maus über eine Strecke von $0,3m$ hin und wieder zurück war ein relativer Fehler von maximal 15% zu finden, jedoch nur wenn die Kennlinienkorrektur abgeschaltet war. Bei einer aktivierten Korrektur vermindert sich der Fehler allerdings auf 2,6%, was dem Benutzer kaum mehr auffallen kann. Die Auflösung der PC-Maus liegt bei $806dpi$ und ist auch in dieser Hinsicht mit kommerziellen optischen Sensoren, wie (Agilent ADNS-2051, 2002) mit $800dpi$ konkurrenzfähig.

Zum Schluss wurden noch einige Untersuchungen bezüglich der Zuverlässigkeit unternommen. Als Grundlage dazu dienen Ergebnisse aus Dauerversuchen die in einem Zeitraum von über drei Monaten gemacht wurden.

Der erste entstandene Prototyp der PC-Maus zeigt in umfangreichen Labortests sehr gute Eigenschaften. Allerdings sind noch einige Verbesserungen möglich. Der einzige tatsächliche kritische Punkt liegt bei den Strömungssensoren. Wenn man die PC-Maus umdreht, so ist es möglich, die frei zugänglichen Sensoren (un)absichtlich zu berühren und die Membran dabei zu zerstören. Sollte die PC-Maus in der Zukunft auch kommerziell hergestellt werden, ist der Einbau eines Berührungsschutzes unumgänglich. Dieser vermindert außerdem die Verunreinigung des Sensors durch Staub und trägt damit zur Verbesserung der Zuverlässigkeit und Erhöhung der Lebensdauer des Gerätes bei. Jedoch darf diese Einrichtung die Strömung und folglich das Ausgangssignal keinesfalls beeinträchtigen. Für die Bestimmung der optimalen Lage und Abmessung sind daher die Simulationsergebnisse des Strömungsprofils im Hohlraum notwendig. In Abbildung 27 ist ein Beispiel eines Strömungsprofils gegeben, wobei in der Mitte des Hohlraums eine Ebene mit verschwindender Strömung zu sehen ist. Bringt man ein dünnes, kreisförmiges Plättchen hier ein, so stört man die restliche Luftströmung nicht. Der Radius des Plättchens muss dabei kleiner als der Hohlraumradius sein, um die vertikale Luftströmung nicht zu beeinflussen. Aus demselben Grund sollte die Platte nur mit vier dünnen Drähten über dem Strömungssensor aufgespannt sein. Die optimalen Abmessungen und deren Lage des Plättchens müssten noch durch umfangreiche Simulationen bestimmt werden.

Aufgrund des begrenzten Flash-Speichers des Mikrocontrollers war es nicht möglich eine PS/2-Unterstützung zu implementieren. Diese Schnittstelle wird von USB zunehmend verdrängt, ist aber insbesondere für ältere PC-Modelle noch von Interesse. Ein Controller mit einem größer ausgestatteten Speicher könnte jedoch diese Funktionalität übernehmen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden zwei Geräte mit unterschiedlichen Hohlraumdurchmessern erstellt und miteinander verglichen. Eine Reduktion des Durchmessers von $20mm$ auf nur $10mm$ hat nur unmerkliche Qualitätseinbußen verursacht. Mit einem kleineren Hohlraum ist jedoch eine Designverbesserung des Gehäuses möglich. Die PC-Maus könnte

damit wesentlich kleiner und leichter gemacht werden, was für tragbare Geräte entscheidend ist.

Die zentralen Elemente der neuartigen PC-Maus sind die miniaturisierten Strömungssensoren. Diese sind aus einer Grundlagenforschung hervorgegangen und wurden nicht für eine kommerzielle Anwendung optimiert. Für einen Dauereinsatz, wie dies bei der PC-Maus der Fall ist, müsste das Sensorlayout neu überlegt werden, um störende Effekte wie die Elektromigration zu minimieren. Außerdem ist der Herstellungsprozess zu optimieren, um Alterungserscheinungen sowie Widerstandstoleranzen, die sich insbesondere auf die Brückenspannungsverschiebung auswirken, zu reduzieren.

In dieser Arbeit konnte erfolgreich gezeigt werden, dass das Konzept der auf Strömungssensoren basierenden PC-Maus nicht nur für Demonstrationszwecke, sondern auch für kommerzielle Herstellung tauglich ist. Das Gerät zeichnet sich durch eine sehr geringe Leistungsaufnahme, große Auflösung und Unabhängigkeit von der Unterlagegebenheit aus. Mit dieser Diplomarbeit entstand ein Prototyp, der unter Berücksichtigung der angeführten Verbesserungsvorschläge mit gängigen optischen PC-Mäusen durchaus konkurrieren kann und in mancher Hinsicht diese sogar übertrifft.

Anhang

A Physikalische Parameter verwendeter Stoffe

Alle physikalischen Parameter beziehen sich auf eine Temperatur von $273,15\text{K}$ und dem Normaldruck von 101325Pa , wenn nichts anderes angegeben ist.

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$1,205 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	(Kuchling, 2007)
Dynamische Viskosität η	$17,2 \cdot 10^{-6} \text{Pa s}$	(Kuchling, 2007)
Volumen Viskosität κ_{dv}	0Pa s	(Kuchling, 2007)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$0,02436 \frac{\text{W}}{\text{m K}}$	(Kohl, et al., 2007)
spez. Wärmekapazität c_p	$1098 \frac{\text{J}}{\text{kg K}}$	(Kohl, et al., 2007)

Tabelle 5: Physikalische Parameter von Luft

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$2329 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$130 \frac{\text{W}}{\text{m K}}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmekapazität c_p	$700 \frac{\text{J}}{\text{kg K}}$	(COMSOL Material Lib., 2008)

Tabelle 6: Physikalische Parameter von Silizium

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$2200 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$1,4 \frac{\text{W}}{\text{m K}}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmekapazität c_p	$760 \frac{\text{J}}{\text{kg K}}$	(Zink, et al., 2002)

Tabelle 7: Physikalische Parameter von thermischem Siliziumoxid

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$3100 \frac{kg}{m^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$2 \frac{W}{m K}$	(Zink, et al., 2002)
spez. Wärmekapazität c_p	$390 \frac{J}{kg K}$	(Zink, et al., 2002)

Tabelle 8: Physikalische Parameter von LPCVD-Siliziumnitrid

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$3100 \frac{kg}{m^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$1,18 \frac{W}{m K}$	(Jochen, et al., 2006)
spez. Wärmekapazität c_p	$390 \frac{J}{kg K}$	(Zink, et al., 2002)

Tabelle 9: Physikalische Parameter von PECVD-Siliziumnitrid

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$7150 \frac{kg}{m^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$93,7 \frac{W}{m K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmekapazität c_p	$45 \frac{J}{kg K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)

Tabelle 10: Physikalische Parameter von Chrom

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$19300 \frac{kg}{m^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$317 \frac{W}{m K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmekapazität c_p	$129 \frac{J}{kg K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)

Tabelle 11: Physikalische Parameter von Gold

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$4506 \frac{kg}{m^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$21,9 \frac{W}{m K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmekapazität c_p	$522 \frac{J}{kg K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)

Tabelle 12: Physikalische Parameter von Titan

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$8700 \frac{kg}{m^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$400 \frac{W}{m K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmekapazität c_p	$385 \frac{J}{kg K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)

Tabelle 13: Physikalische Parameter von Kupfer

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$5323 \frac{kg}{m^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$0,6 \frac{W}{m K}$	(Cahill, et al., 1987)
spez. Wärmekapazität c_p	$310 \frac{J}{kg K}$	(COMSOL Material Lib., 2008)

Tabelle 14: Physikalische Parameter von amorphem Germanium

Parameter	Wert	Quelle
Dichte ρ	$930 \frac{kg}{m^3}$	(Röchling Leripa, 2009)
spez. Wärmeleitfähigkeit k	$0,41 \frac{W}{m K}$ bei 296,15K	(Röchling Leripa, 2009)
spez. Wärmekapazität c_p	$1840 \frac{J}{kg K}$ bei 296,15K	(Röchling Leripa, 2009)

Tabelle 15: Physikalische Parameter von ROBALON-S

Parameter	Wert	Quelle
<i>Dichte</i> ρ	$1080 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	(UHU GmbH, 2009)
<i>spez. Wärmeleitfähigkeit</i> k	$0,249 \frac{\text{W}}{\text{m K}}$ bei 301,45K	(UHU GmbH, 2009)
<i>spez. Wärmekapazität</i> c_p	$1369 \frac{\text{J}}{\text{kg K}}$	(UHU GmbH, 2009)

Tabelle 16: Physikalische Parameter von UHU plus endfest 300

Parameter	Wert	Quelle
<i>Dichte</i> ρ	$1900 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	(COMSOL Material Lib., 2008)
<i>spez. Wärmeleitfähigkeit</i> k	$0,3 \frac{\text{W}}{\text{m K}}$ bei 301,45K	(COMSOL Material Lib., 2008)
<i>spez. Wärmekapazität</i> c_p	$1369 \frac{\text{J}}{\text{kg K}}$	(COMSOL Material Lib., 2008)

Tabelle 17: Physikalische Parameter von Leiterplattenbasismaterial FR4

B Least Square Approximation

Die hier präsentierte LS-Approximation stammt aus der Quelle (Moon, et al., 2000) und wurde für die Approximation von Kennlinien mit bestimmten Verhalten angepasst. Für die Benutzung dieses Verfahrens ist eine Objektmenge (Vektoren) nötig, die einen Hilbertraum S formt. Ein Hilbertraum erfüllt folgende Bedingungen:

- Inneres Produkt $\langle x, y \rangle$
- Norm $\|x\|$
- Vollständigkeit (jede Cauchy-Folge konvergiert)

Nun soll ein Vektor $x \in S$ durch einen Vektor $\hat{x} \in V$ approximiert werden. Der Hilbertraum V ist dabei durch die approximierenden Vektoren $\{p_1, p_2, \dots, p_m\}$ aufgespannt. Wenn der Vektor x genau in V liegt, ist es selbstverständlich, dass eine Linearkombination der approximierenden Vektoren ausreichend ist, um den Vektor \hat{x} ohne Fehler darzustellen.

Wenn nun $x \notin V$ gilt, kann man nur noch durch die Approximation einen minimalen Fehler fordern. Die approximierenden Vektoren p_i sind in der Formel 76 zur besseren Berechenbarkeit mit MATLAB® in eine Matrix A zusammengefasst. Die Werte c stellen dabei die Koeffizienten der Linearkombination dar.

$$\hat{x} = \sum_{i=1}^m c_i \cdot p_i = A \cdot c$$

Formel 76: Linearkombination von Vektoren in zwei Schreibweisen

Das Ziel ist den Fehler $e = x - \hat{x}$ so klein wie möglich zu machen. Dieser Fehler könnte in jeder beliebigen Norm minimiert werden, aber der Aufwand ist beträchtlich, wenn nicht die euklidische Norm zum Einsatz kommt (Formel 77). Ein anschaulicher Weg ist in Abbildung 80 gegeben. Der zu approximierende Vektor x wird durch den Vektor $c_i \cdot p_i$ angenähert. Wie durch die strichlierten Linien ersichtlich ist, ist der Fehler e bzw. die Länge des Vektors e minimal, wenn der Fehlervektor e auf p_i normal steht. Führt man diese Überlegung komponentenweise für alle Vektoren $c_i \cdot p_i$ aus, so ist das gleichbedeutend mit der Minimierung des quadratischen Fehlers $\|e\|_2^2$.

$$\min \|e\|_2^2 = \min \|x - A \cdot c\|_2^2$$

Formel 77: Minimierung des quadratischen Fehlers (euklidische Norm)

Zwei Vektoren sind orthogonal, wenn diese normal aufeinander stehen. Zwei Vektoren können auch als orthogonal bezeichnet werden, wenn für das inneres Produkt $\langle x, y \rangle = 0$ bzw. $\langle x, x \rangle \neq 0$ gilt.

Sollen e und A orthogonal sein, so muss ihr inneres Produkt Null gesetzt werden (Formel 77). Durch umformen und einsetzen von vorhergehenden Formeln entsteht der letzte

Ausdruck in Formel 78 und wird als pseudoinverse Matrix bezeichnet. Dies ist das Endergebnis um die Koeffizienten c der Linearkombination zu finden.

$$\langle e, A \rangle = 0 \rightarrow A^H \cdot e = 0 \rightarrow A^H \cdot x - A^H \cdot A \cdot c = 0 \rightarrow c = (A^H \cdot A)^{-1} \cdot A^H \cdot x$$

Formel 78: Ableitung der pseudoinversen Matrix

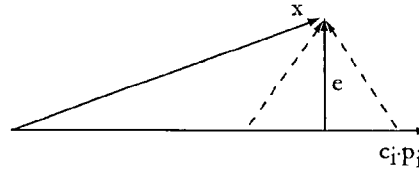


Abbildung 80: LS-Approximation eines Vektors
(Fehler e kann nur an einer Stelle minimal sein)

Wenn bei einer Messung einiger Messpunkte die Annahme eines linearer Zusammenhang besteht, ist die folgende Methode zweckmäßig. Dabei müssen nur die zwei Unbekannten k und d aus der Formel $R = k \cdot T + d$ ermittelt werden. Die Zusammenfassung der Messdaten x in eine Matrix liefert die Schreibweise in Formel 79. Die Matrix A und der Vektor x müssen nur noch in den letzten Ausdruck von Formel 78 eingesetzt werden und es ist damit möglich c zu gewinnen, welches die Parameter k und d enthält.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_N \end{pmatrix}}_x = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & T_1 \\ 1 & T_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & T_N \end{pmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} d \\ k \end{pmatrix}}_c + \underbrace{\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_N \end{pmatrix}}_e$$

Formel 79: LS-Approximation mit einer linearen Kennlinie

Auch bei der Messung von exponentiellen Vorgängen lässt sich sehr bequem die LS-Approximation nutzen. Es wird für diesen Vorgang die Formel $R = R_0 \cdot e^{-\frac{1}{\alpha} T}$ angenommen. Diese Darstellung lässt sich aber nicht in eine Matrix umformen, weil die zwei Unbekannten Variablen α und R_0 im Vektor c getrennt vorkommen müssen. Dies ist auch das grundsätzliche Problem der LS-Approximation, da nicht mit jeder Funktion approximiert werden kann. Wenn man aber auf jeder Seite den Logarithmus naturalis anwendet, erhält man die Form $\ln R = \ln R_0 + \left(-\frac{1}{\alpha} \cdot T\right)$. Diese Darstellung enthält eine Addition der unbekannt Variablen und die Aufstellung einer Matrix ist ausführbar (Formel 80). Die Lösung von c ist wie vorher ermittelbar (Formel 78), wobei daraus R_0 und α zu extrahieren sind.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \ln R_1 \\ \ln R_2 \\ \vdots \\ \ln R_N \end{pmatrix}}_x = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & T_1 \\ 1 & T_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & T_N \end{pmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \ln R_0 \\ 1 \\ -\frac{1}{\alpha} \end{pmatrix}}_c + \underbrace{\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_N \end{pmatrix}}_e$$

Formel 80: LS-Approximation mit einer exponentiellen Kennlinie

Bei den hier vorgestellten zwei Varianten werden Vektoren aus \mathbb{R}^N verwendet. Diese bilden den einfachsten Hilbertraum und die LS-Approximation ist dafür anwendbar. Für den langwierigen Beweis des Hilbertraums sei auf (Moon, et al., 2000) verwiesen.

C z-Transformation

Der Regelkreis zum Entfernen des Versatzes in der Brückenspannung wurde durch die digitale Signalverarbeitung realisiert. Für die Untersuchung eines solchen zeitdiskreten Systems eignet sich besonders die z-Transformation. Es lässt sich damit insbesondere die Übertragungsfunktion leicht gewinnen und die Stabilität mit dem Poll-Nullstellen-Diagramm bewerten.

Die z-Transformation entsteht aus der zeitdiskreten Fouriertransformation und ist häufig bequemer, weil bei der Berechnung der Übertragungsfunktion nur Polynome auftreten (Oppenheim, et al., 2004). Mit der Überführung des Ausdrucks $e^{-j\theta \cdot n}$ in z^{-n} folgt aus der Fourier- die z-Transformation (Formel 81). Die Variable $z \in \mathbb{C}$ entspricht dabei $r \cdot e^{j\theta}$ und die beiden Transformationen sind nur gleichwertig, wenn $|z| = 1$ gilt. In diesem Fall befindet man sich am Einheitskreis (Abbildung 81).

Bei der Betrachtung von kausalen Signalen ($n > 0$) bleibt der Wert aus der Summation in Formel 81 (letzter Ausdruck) endlich, wenn $|z| = r > 1$ gilt. Für jedes Signal $x[n]$ ist es möglich einen Faktor r zu finden, welcher das Signal dämpft und die Konvergenz garantiert (Doblinger, 2007). Jener Bereich von z in dem die Reihe konvergiert, wird Konvergenzbereich genannt. In einem Konvergenzbereich dürfen sich also keine Pole der Übertragungsfunktion befinden, weil an diesen Stellen die Summe unendlich werden würde. Es ist also immer nur der größte Pol innerhalb des Einheitskreises von Bedeutung. Denn für ein stabiles System muss der Konvergenzbereich immer im Einheitskreis liegen, weil sonst das Signal über alle Grenzen steigen und die Fouriertransformation nicht mehr existieren würde.

$$X(e^{j\theta}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-j\theta \cdot n} \rightarrow X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot z^{-n}$$

Formel 81: Umformung der Fourier- in die z-Transformation

In Abbildung 81 ist der Konvergenzbereich blau eingezeichnet und somit ist dieses System mit dem Pol und der Nullstelle konvergent. Das System entspricht dem geschlossenen Regelkreis zur Entfernung des Spannungsversatzes (Formel 72). Nur wenn der Pol mit dem roten X den Einheitskreis erreicht ($a = 0$, entspricht dem Fall eines verschwindenden Signals), ist das System instabil, weil dann der Konvergenzbereich nicht mehr im Einheitskreis liegt. Dieser Fall wird aber zur Vermeidung von Instabilitäten in der Regelung durch die Software erkannt und abgefangen.

Für den Zusammenhang der zeitdiskreten und zeitkontinuierlichen Domäne wird das Signal $x[n]$ mit Dirac-Impulsen dargestellt (Formel 82). Die Zeit $T = \frac{1}{f_s}$ stellt dabei die Abtastfrequenz des ADCs dar.

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot \delta(t - n \cdot T)$$

Formel 82: Überführung eines zeitdiskreten in ein zeitkontinuierliches Signal

Mit der Laplace-Transformation ist es möglich das Signal in Formel 82 in den Frequenzbereich zu transformieren (Formel 83) (Kammeyer, et al., 2006). Es ergibt sich daraus ein einfacher Zusammenhang, welcher durch die Definition $z = e^{s \cdot T} \Rightarrow r \cdot e^{j\theta} = e^{(\sigma + j\omega) \cdot T}$ identisch mit der z-Transformation ist (Formel 81). Für den Spezialfall $r = 1$ und $\sigma = 0$ befindet man sich am Einheitskreis und die Frequenz $\theta = \omega \cdot T = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_s}$ folgt daraus. Die Frequenz θ ist dabei der Winkel in Polarkoordinaten im Pol-Nullstellen-Diagramm. Nullstellen am Einheitskreis stellen damit Sperrstellen bei einer bestimmten Frequenz dar.

$$X(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-s \cdot t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot \delta(t - n \cdot T) \cdot e^{-s \cdot t} dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-s \cdot n \cdot T}$$

Formel 83: Zusammenhang der Laplace- mit z-Transformation

Für den Regelkreis zur Unterdrückung des Spannungsversatzes entspricht die Nullstelle mit dem roten Kreis dem Gleichanteil ($\theta = 0 \Rightarrow f = 0$). Mit dieser Regelung ist ein einfacher Hochpassfilter entstanden, der nur eine geringe Anzahl an Rechenoperationen im Gegensatz zu einem Filter mit endlicher Impulsantwort (FIR) benötigt (siehe *Korrektur des Spannungsversatzes*).

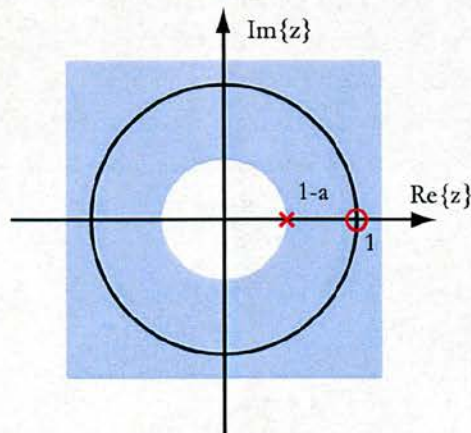
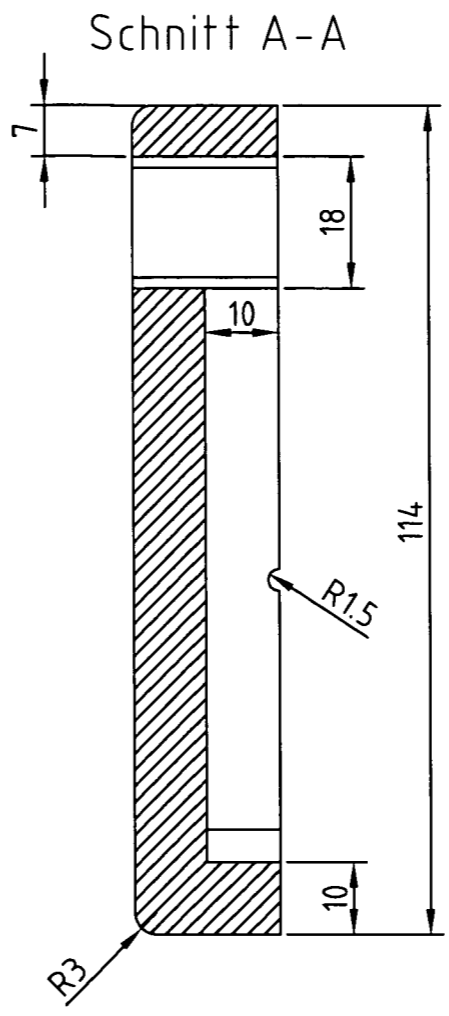
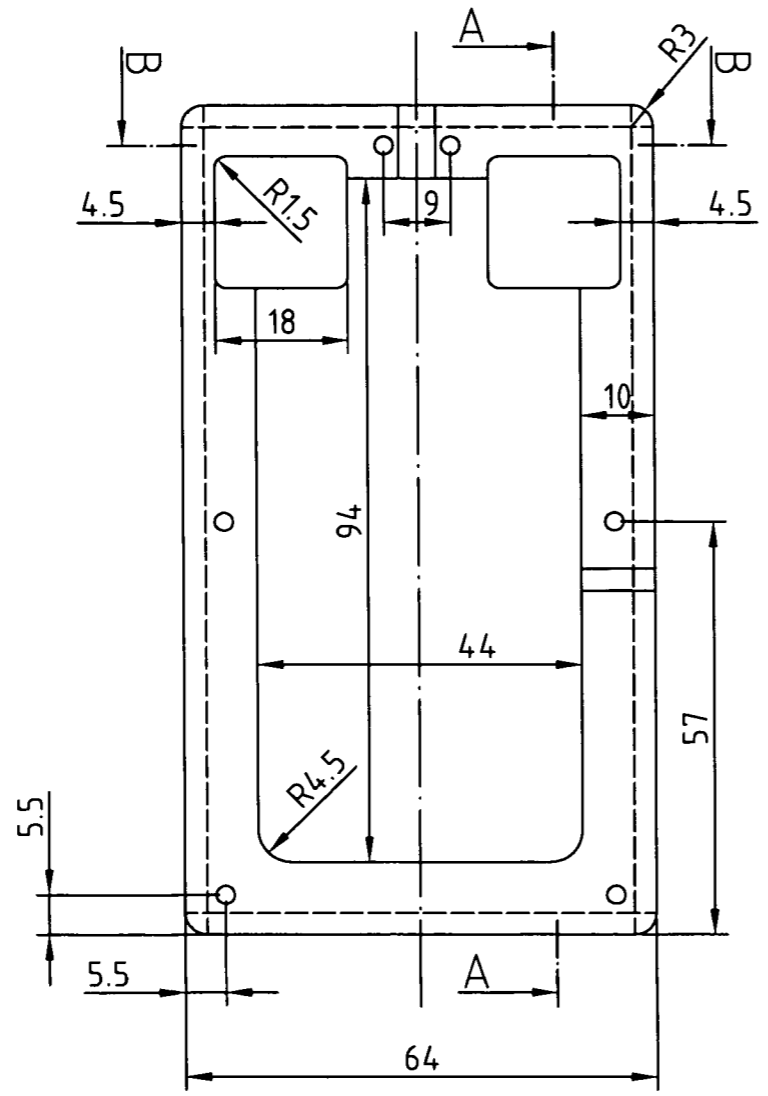


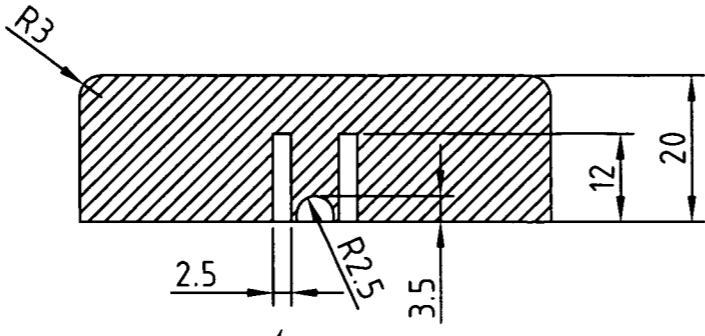
Abbildung 81: Pol-Nullstellen-Diagramm des Regelkreises

D Pläne

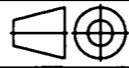
F
E
D
C
B
A

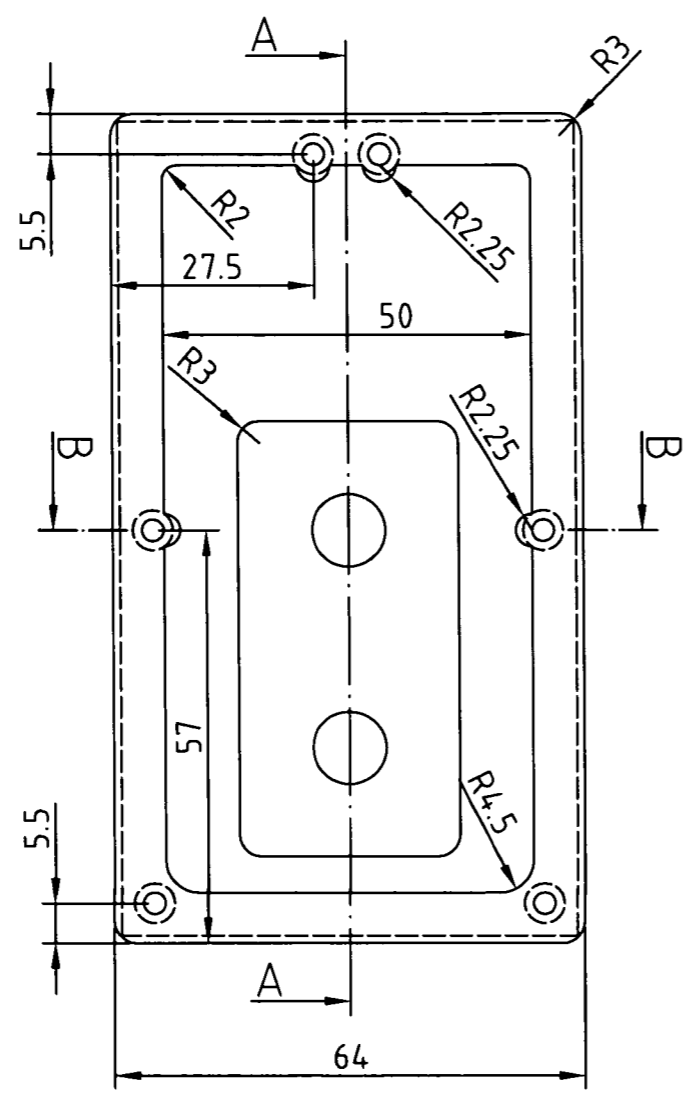


Schnitt B-B

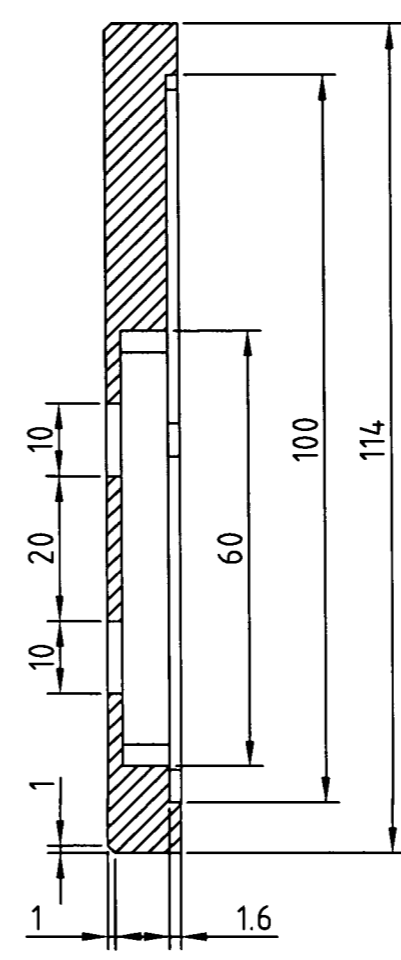


Bohrung ist für alle 6 Löcher gleich.

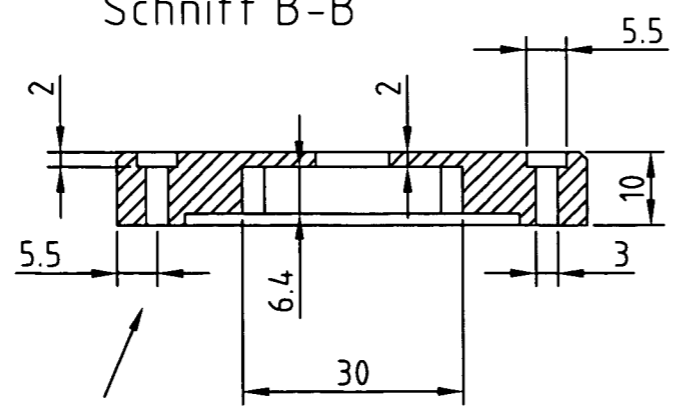
Gez.	Datum	Name	Zeichnungs-Nr.	
Ges.	11.12.2008	Forstner Michael		1
Gepr.				Format/Blatt: A3
 Maßstab 1:1 Freimaß- toleranz +/- 0.25mm	Flow-Sensor Mouse Case upper part V1.1			



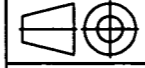
Schnitt A-A



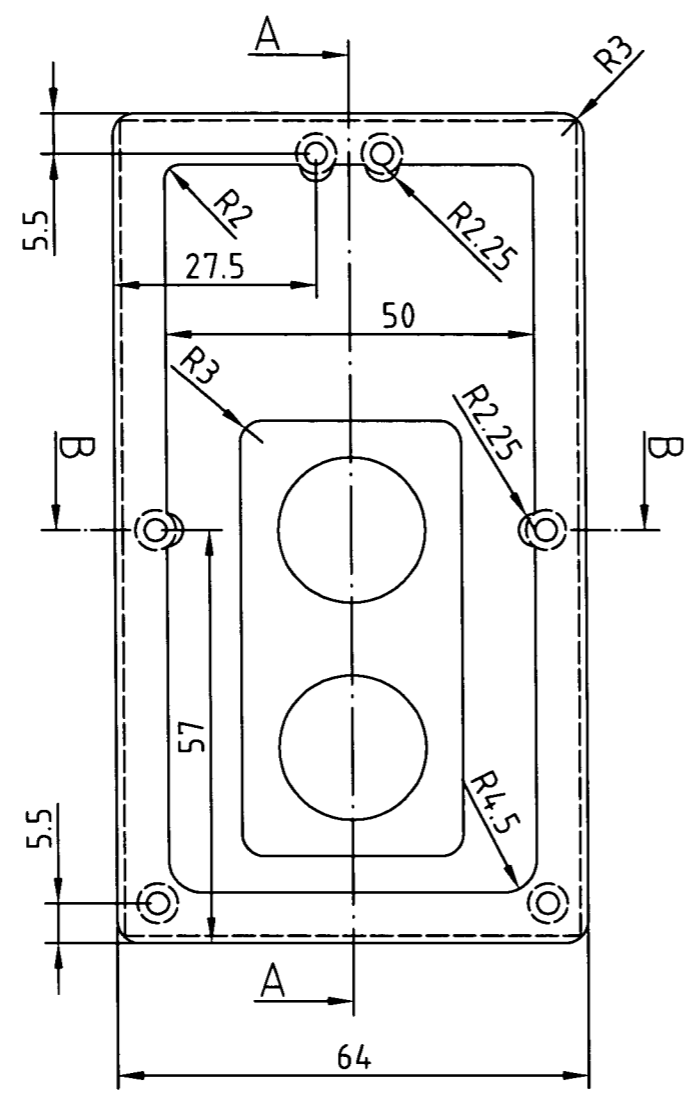
Schnitt B-B



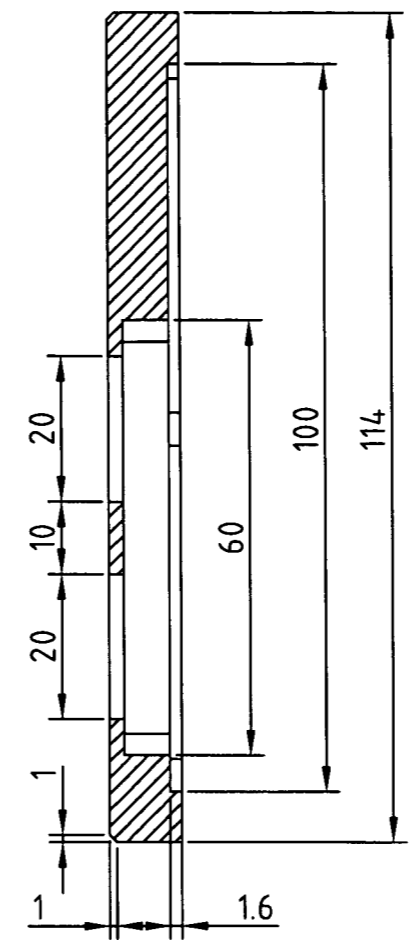
Bohrung ist für alle 6 Löcher gleich.

	Datum	Name			
Gez.	22.05.2009	Forstner Michael			
Ges.					
Gepr.					
 Maßstab 1:1 Freimaß- toleranz +/- 0.25mm	Flow-Sensor Mouse Case lower part Type 10x2mm v1.0		Zeichnungs-Nr. 2		
					Format/Blatt: A3

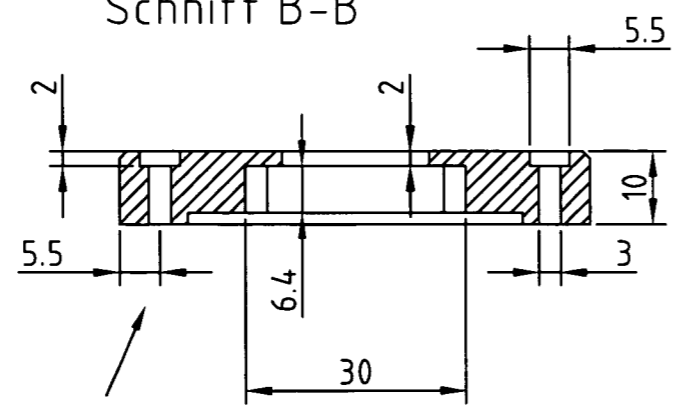
F
E
D
C
B
A



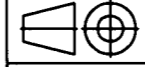
Schnitt A-A

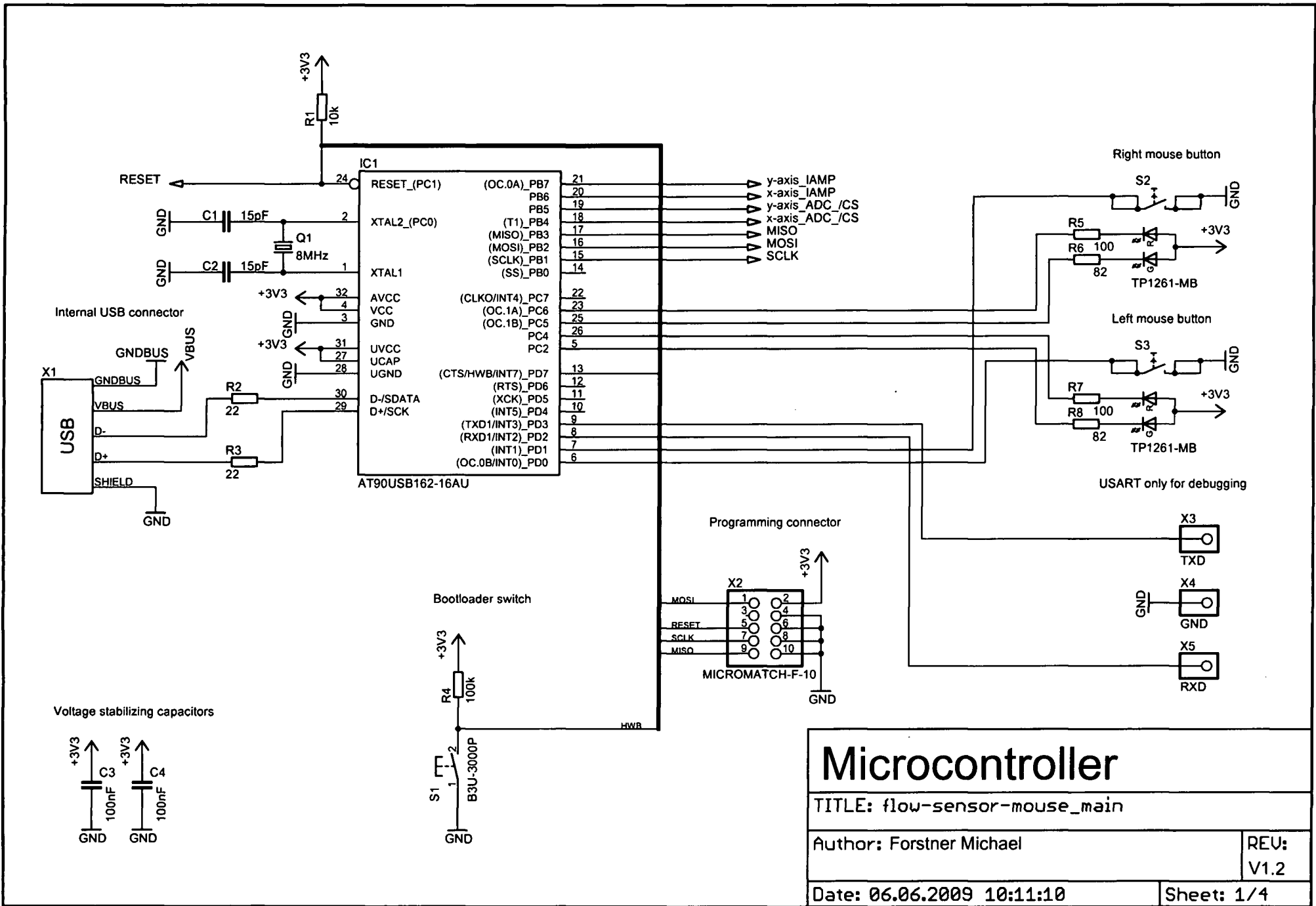


Schnitt B-B

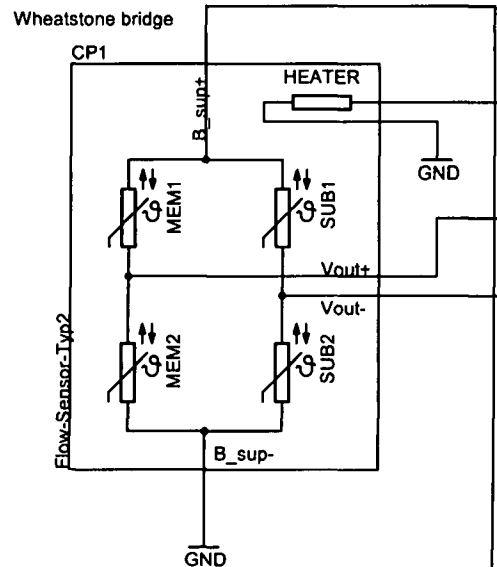


Bohrung ist für alle 6 Löcher gleich.

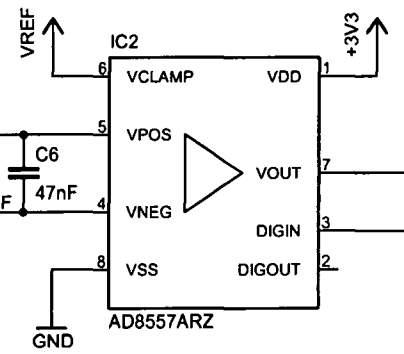
Gez.	Datum	Name	Zeichnungs-Nr. 3
Ges.	15.12.2008	Forstner Michael	
Gepr.			
 Maßstab 1:1 Freimaß- toleranz +/- 0.25mm	Flow-Sensor Mouse Case lower part Type 20x2mm		v1.0 Format/Blatt: A3



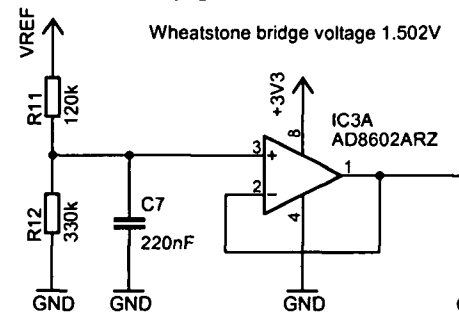
<h1>Microcontroller</h1>	
TITLE: flow-sensor-mouse_main	
Author: Forstner Michael	REV: V1.2
Date: 06.06.2009 10:11:10	Sheet: 1/4



1kHz lowpass filter (DF)
10kHz lowpass filter (CM)

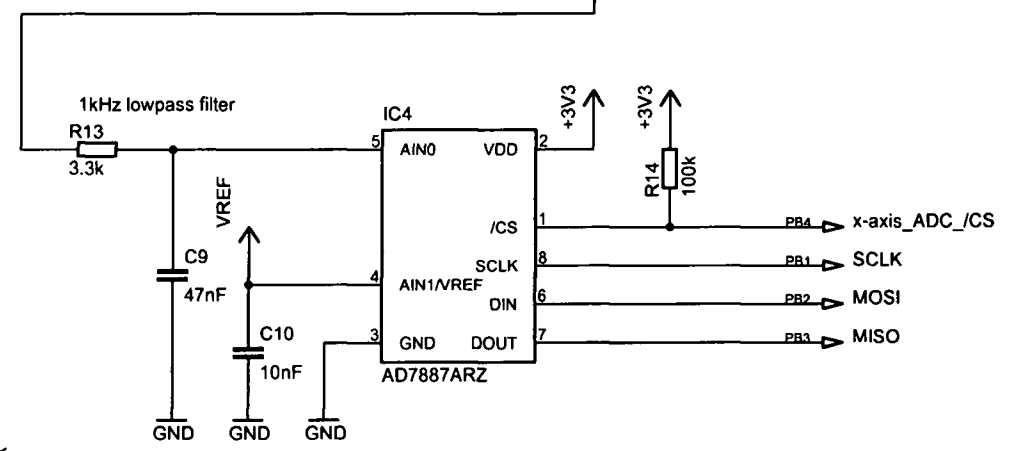
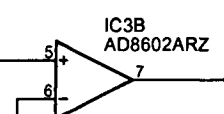


Amplification between 28 to 1300
Offset correction between 0 to 3.294V

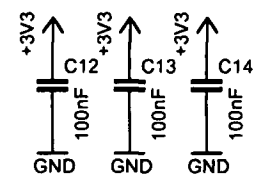


Wheatstone bridge voltage 1.502V

Heater voltage 3V

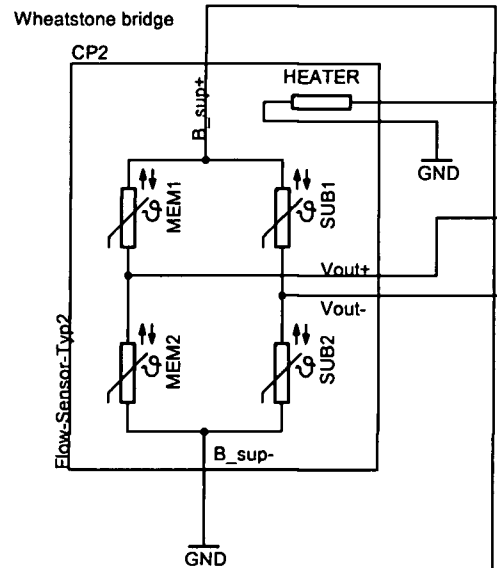


Voltage stabilizing capacitors

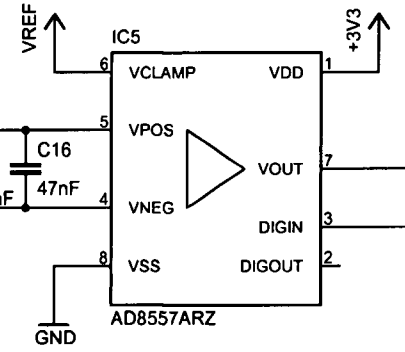
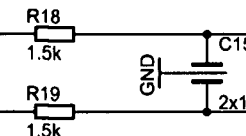


Measure x-axis

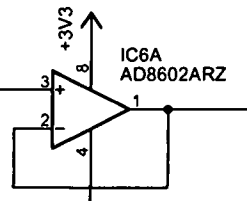
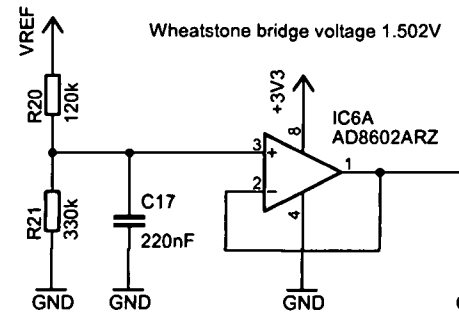
TITLE: flow-sensor-mouse_main	
Author: Forstner Michael	REV: V1.2
Date: 06.06.2009 10:11:10	Sheet: 2/4



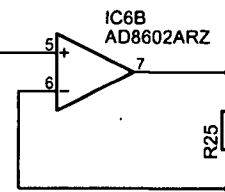
1kHz lowpass filter (DF)
10kHz lowpass filter (CM)



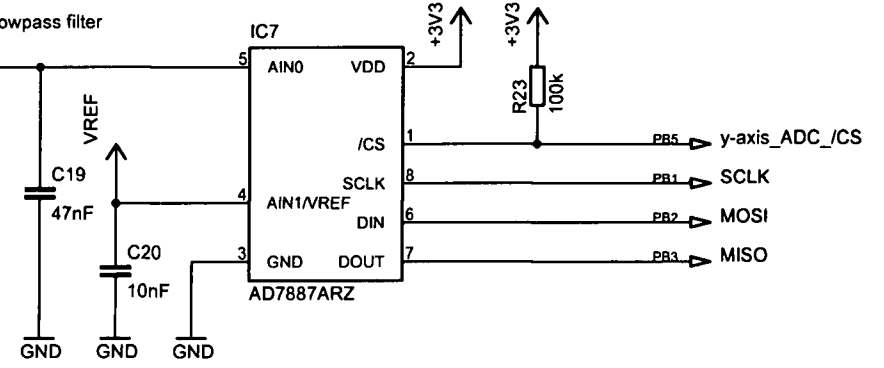
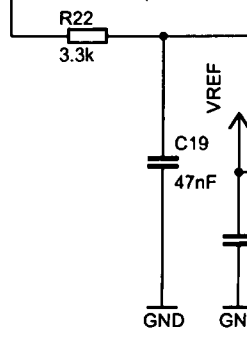
Amplification between 28 to 1300
Offset correction between 0 to 3.294V



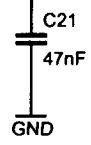
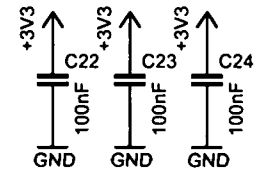
Heater voltage 3V



1kHz lowpass filter



Voltage stabilizing capacitors



Measure y-axis

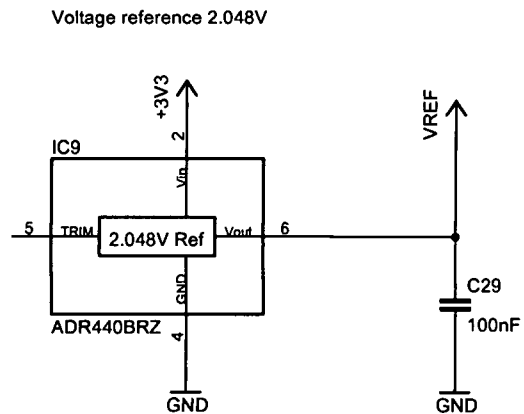
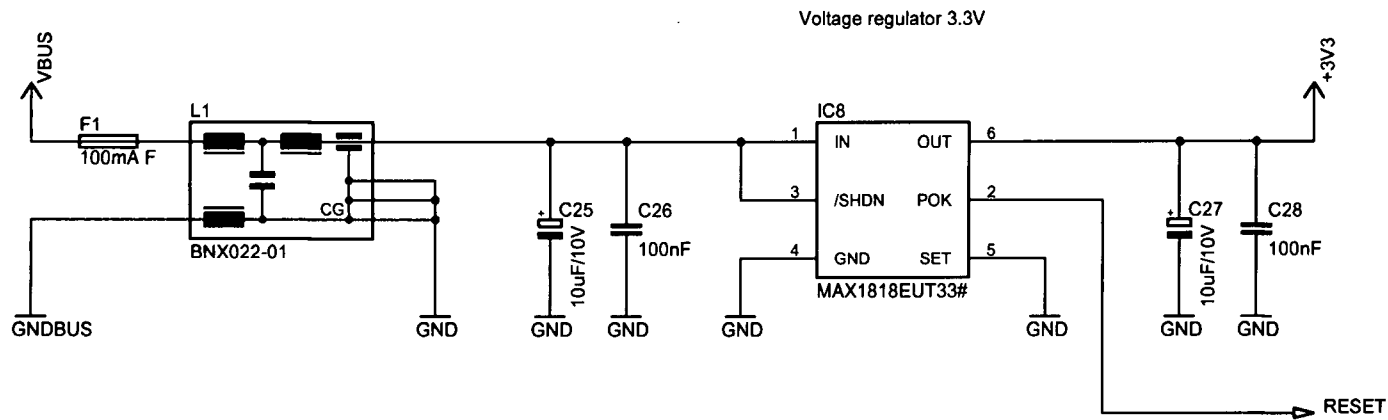
TITLE: flow-sensor-mouse_main

Author: Forstner Michael

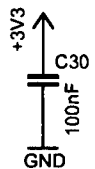
REU:
V1.2

Date: 06.06.2009 10:11:10

Sheet: 3/4



Voltage stabilizing capacitors



Pow.sup. / Ref.v.

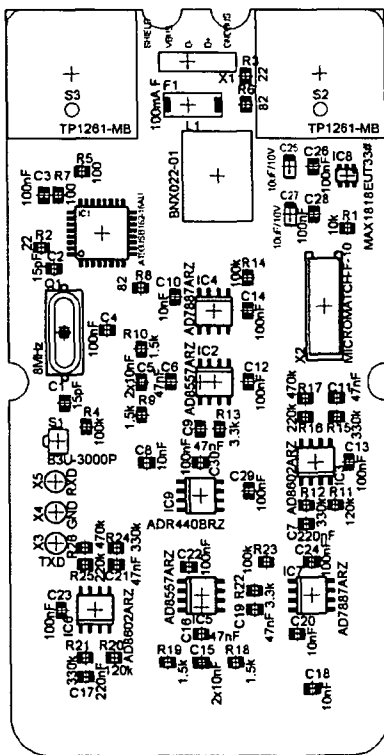
TITLE: flow-sensor-mouse_main

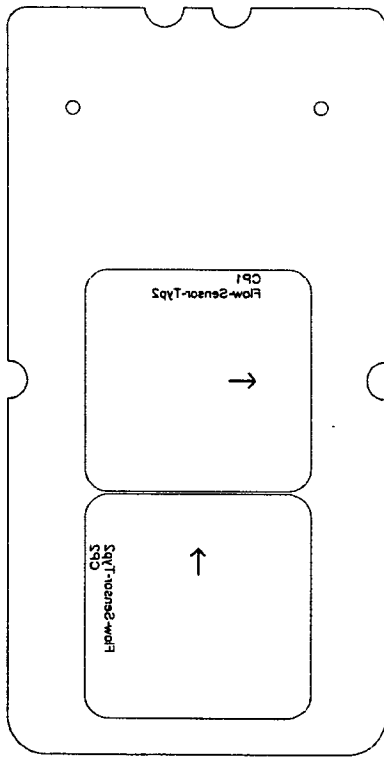
Author: Forstner Michael

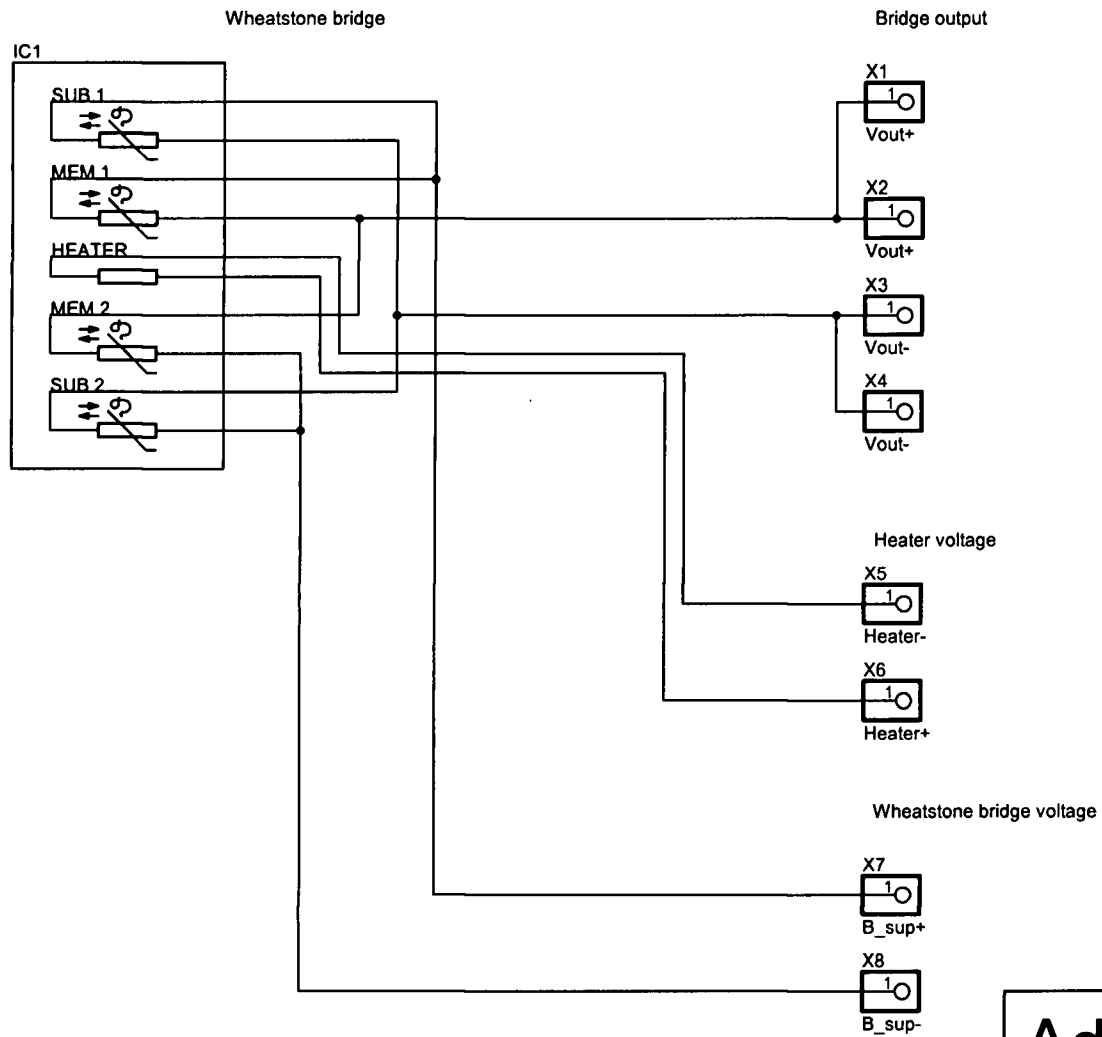
REV:
V1.2

Date: 06.06.2009 10:11:10

Sheet: 4/4







Adapter

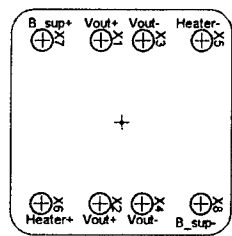
TITLE: flow-sensor-mouse_adapter

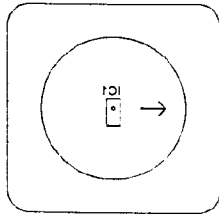
Author: Forstner Michael

REU:
V1.1

Date: 02.06.2009 20:35:36

Sheet: 1/1





E Datenträger

Literaturverzeichnis

- Agilent 34410A. 2006.** *Agilent 34410A/11A*. Santa Clara : Agilent, 2006. 34410-90411.
- Agilent ADNS-2051. 2002.** *ADNS-2051 Optical Mouse Sensor*. Taiwan : Agilent, 2002. 5988-4289EN.
- Analog Devices AD7887. 2006.** *2.7V to 5.25V, Micropower, 2-Channel, 125 KSPS, 12-Bit ADC in 8-Lead MSOP AD7887*. Norwood : Analog Devices, 2006.
- Analog Devices AD8557. 2008.** *Digitally Programmable Sensor Signal Amplifier AD8557*. Norwood : Analog Devices, 2008.
- Analog Devices AD8602. 2003.** *Precision CMOS Single-Supply Rail-to-Rail Input/Output Wideband Operational Amplifiers AD8601/AD8602/AD8604*. Norwood : Analog Devices, 2003.
- Analog Devices ADR440. 2005.** *Ultralow Noise, LDO XFET Voltage References with Current Sink and Source ADR440*. Norwood : Analog Devices, 2005.
- Atmel AT90USB162. 2008.** *8-bit Microcontroller with 8/16k Bytes ISP Flash and USB Controller AT90USB82/AT90USB162*. San Jose : Atmel, 2008.
- Atmel AVR040. 2006.** *EMC Design Considerations*. San Jose : Atmel, 2006.
- Baehr, Hans Dieter und Stephan, Karl. 2006.** *Wärme- und Stoffübertragung*. Berlin : Springer, 2006. ISBN: 9783540323341.
- BBC SE293. 1986.** *Bedienungsanleitung Plotter SE293*. Österreich : Brown Boveri, 1986. 3.348.435.01.
- Böge, Alfred. 2008.** *Grundlagen und Anwendungen der Maschinenbau-Technik*. Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn, 2008. ISBN: 9783834801104.
- Böhmer, Erwin. 2000.** *Elemente der angewandten Elektronik. Kompendium für Ausbildung und Beruf*. Siegen : Friedr. Vieweg & Sohn, 2000. ISBN: 3528140909.
- Büttgenbach, Stephanus. 1994.** *Mikromechanik*. s.l. : Teubner, 1994. ISBN: 9783519130710.
- Cahill, David G. und Pohl, R. O. 1987.** *Thermal properties of a tetrahedrally bonded amorphous solid: CdGeAs₂*. Ithaca, New York : The American Physical Society, 1987. Volume 37, Number 15 (15 MAY 1988-II).
- Cerimovic, Samir, et al. 2008/1.** *Novel Flow Sensors Based on a Two-State Controller Scheme*. Lecce, Italy : 7th IEEE Conference on Sensors (Sensors 2008), 2008/1. S. 1163-1166.
- Cerimovic, Samir, et al. 2008/2.** *PSpice-Modellierung miniaturisierter Strömungssensoren*. Informationstagung Mikroelektronik 08 (Informationstagung Mikroelektronik 08) : ME2008, 2008/2. ISBN: 9783851330496; S. 46 - 49.
- COMSOL Heat Transfer Modul. 2008.** *Heat Transfer Modul (COMSOL Multiphysics 3.5)*. s.l. : COMSOL, 2008.
- COMSOL Material Lib. 2008.** *Material Library (COMSOL Multiphysics 3.5)*. s.l. : COMSOL, 2008.
- COMSOL User Guid. 2008.** *User Guid (COMSOL Multiphysics 3.5)*. s.l. : COMSOL, 2008.

- Dembowski, Klaus. 2000.** *PC Hardware Referenz. Infos zur gesamten Hardware im schnellen Zugriff.* s.l. : Markt und Technik, 2000. ISBN: 9783827256065.
- Doblinger, Gerhard. 2007.** *Zeitdiskrete Signale und Systeme - Eine Einführung in die grundlegenden Methoden der digitalen Signalverarbeitung.* Wien : J. Schlembach, 2007. ISBN: 103935340583.
- Elwenspoek, M. 1999.** *Thermal Flow Micro Sensors.* Sinaia, Romania : IEEE, 1999. 0-7803-5139-8/99; Vol: 2, S. 423-435.
- Glaninger, Alexander Peter. 1998.** *Elektrokalorimetrische Luftgeschwindigkeitsmessung mit einem mikromechanisch hergestellten Halbleitersensor.* Institut für Allgemeine Elektrotechnik und Elektronik, Technische Universität Wien, Gusshausstrasse 27-29, A-1040 Wien, Österreich : Technische Universität Wien, 1998. AC02582131.
- Glaninger, Alexander, et al. 1999.** *Wide range semiconductor flow sensors.* s.l. : Sensors and Actuators (A Physical), 1999. 0924-4247/00/\$ PII: S0924-4247(00)00370-8.
- Grimming, Renate. 2008.** stern.de. [Online] 9. Dezember 2008. [Zitat vom: 12. Juli 2009.] <http://www.stern.de/computer-technik/computer/Computermaus-Die-Maus-40/648335.html>.
- Jachimowicz, Artur. 2009.** *Information über Mikrosensoren (Vortrag).* Institut für Sensor- und Aktuatorssysteme, Technische Universität Wien, Gusshausstrasse 27-29, A-1040 Wien, Österreich, Februar 2009.
- Jochen, Kuntner, et al. 2006.** *Determining the thin-film thermal conductivity of low temperature PECVD silicon nitride.* s.l. : Eurosensors, 2006. Proceedings of the Eurosensors XX Conference, vol. 2, 388–391; ISBN 9163192802.
- Kammeyer, Karl-Dirk und Kroschel, Kristian. 2006.** *Digitale Signalverarbeitung. Filterung und Spektralanalyse mit MATLAB-Übungen.* Wiesbaden : Vieweg+Teubner, 2006. ISBN: 9783835100725 .
- Kelm, Hans-Joachim. 2006.** *USB 2.0. Studienausgabe. Der Klassiker jetzt als Studienausgabe.* Poing : Franzis, 2006. ISBN: 3772372902.
- Kitchin, Charles und Counts, Lew. 2006.** *A designer's guid to instrumentation amplifiers.* USA : Analog Devices, 2006. G02678-15-9/06(B).
- Kohl, Franz, et al. 2007.** *Comparison of the Dynamic Response of Calorimetric and Hot-Film Flow Transducers.* s.l. : IEEE, 2007. ISBN: 9781424412624; S.341-344.
- Kohl, Franz, et al. 1998.** *Silizium - Mikrotechnik für thermische Sensoren.* s.l. : Elektrotechnik und Informationstechnik (e&i), 1998. 115 (1998), 7/8; 391 - 395.
- Kohl, Franz, Loschmidt, P. und Sauter, Thilo. 2006.** *Konzepte und Entwurfsstrategien für integrierte Sensorsysteme.* s.l. : Springer, 2006. ISSN: 16137620 (S. 377-382).
- Kuchling, Horst. 2007.** *Taschenbuch der Physik.* München : Carl Hanser, 2007. ISBN: 9783446410282.
- Kurzweil, Peter, Bernhard, Frenzel und Florian, Gebhard. 2008.** *Physik Formelsammlung für Ingenieure und Naturwissenschaftler: Mit Anwendungen und Beispielen aus Technik.* Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn, 2008. ISBN: 9783834802514.

- Lammerink, Theo S. J., et al. 1993.** *Micro-liquid flow sensor*. Enschede (Netherlands) : Sensors and Actuators, 1993. Sensors and Actuators A, 37-38 (1993) 45-50.
- Lienig, Jens. 2006.** *Introduction to Electromigration-Aware Physical Design*. Dresden : ISPD, 2006. ACM: 1595932992.
- Matter, Daniel, et al. 2003.** *Mikroelektronischer Haushaltsgaszähler mit neuer Technologie*. Baden-Dättwil (Schweiz) : Oldenbourg Verlag, 2003. ISSN: 01718096.
- Maxim MAX1818. 2008.** *500mA Low-Dropout Linear Regulator in SOT23 MAX1818*. Sunnyvale : Maxim, 2008. 19-1860; Rev2; 6/08.
- Moon, Todd K. und Stirling, Wynn C. 2000.** *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing*. New Jersey : Prentice Hall, 2000. ISBN: 0201361868.
- Mott, N. F. und Davis, Edward Arthur. 1979.** *Electronic Processes in Non-Crystalline Materials*. Oxford : Oxford University Press, 1979. ISBN: 9780198512882 .
- muRata BNX022. 2009.** *Block Type EMIFIL LC Combined Type BNX02 Series*. s.l. : muRata, 2009. 2009.1.8.
- Oppenheim, Alan V., Schafer, Ronald W. und Buck, John R. 2004.** *Zeitdiskrete Signalverarbeitung. Mit 112 Beispielen und 403 Aufgaben*. München : Pearson Studium, 2004. ISBN: 3827370779.
- Patzelt, Rupert und Schweinzer, Herbert. 1996.** *Elektrische Meßtechnik*. Wien : Springer, 1996. ISBN: 9783211828731.
- Röchling Leripa. 2009.** *Mechanische und thermische Eigenschaften von ROBALON-S*. Oeppling : Röchling, 2009.
- Sasaki, Sho, et al. 2005.** *A Micromachined Thermal Flow Sensor Applied to A PC Mouse Device*. Kyoto : IEEE, 2005. ISBN: 0780390563; S. 4-.
- Schlichting, Hermann und Gersten, Klaus. 2005.** *Grenzschicht-Theorie*. Bochum : Springer, 2005. ISBN: 9783540230045.
- Schmidt, Wolf-Dieter. 2002.** *Sensorschaltungstechnik*. Camburg : Vogel Fachbuch, 2002. ISBN: 380231896.
- Tanenbaum, Andrew S. 2002.** *Moderne Betriebssysteme*. s.l. : Pearson Studium, 2002. ISBN: 9783827370198.
- Tietze, Ulrich und Schenk, Christoph. 2002.** *Halbleiter - Schaltungstechnik: Neuer Teil: Nachrichtentechnische Schaltungen*. Berlin : Springer, 2002. ISBN: 3540428496.
- Tränkler, Hans-Rolf und Obermeier, Ernst. 1998.** *Sensortechnik*. Berlin : Springer-Verlag, 1998. ISBN: 3540586407.
- UHU GmbH. 2009.** *Technisches Merkblatt UHU plus endfest 300*. Bühl (Baden) : UHU, 2009.
- USB.org. 2000.** USB.orf - Documents. [Online] 27. April 2000. [Zitat vom: 20. Juli 2009.] <http://www.usb.org/developers/docs/>.
- Zink, B. L. und Hellman, F. 2002.** *Specific heat and thermal conductivity of low-stress amorphous Si-N membranes*. Department of Physics, University of California, La Jolla, San Diego, CA 92093, USA : ELSEVIER, 2002. Solid State Communications 129 (2004) 199-204.

Index

2D-Modell	37	exponentieller Verlauf	18
3D-Modell	40	Filter	63
Abmessungen	43	Finiten-Elemente-Methode.....	22
Abtastung.....	81	FLIP	94
Algorithmus.....	86	Flow-Sensoren	4
Alterung	11, 104	Forschungsgruppe.....	1
Analog-Digital-Konverter	69	Fouriertransformation	119
analytisches Modell.....	7	Fuse-Bits	71
Anemometer.....	5	FWF	129
Anstiegszeit.....	21, 48	Gehäuse	77
Approximation.....	17, 117	Genauigkeit	51
Asymmetrie.....	15, 55	geometrischer Versatz	15
Ätzung.....	15	Germanium	10
Aufdampfen	14	Gesetz von Fourier	22
Auflösung	93	Hardware	57
Ausblick	107	Heizer-Kennlinie	17
Auswerteelektronik.....	57	Heizer-Modell.....	28
Berührungsschutz	111	Heizerversorgung	67
Bondverbindung	76	HID-Klasse	93
Boot-Protokoll	94	Hilbertraum.....	117
Brückenspannung	43, 60	Hohlraum	76, 77
Brückenversorgungsspannung.....	66	Hohlraumform	48
Charakterisierung.....	2, 96	Initialisierung.....	79
Chrom	11	Inkompressibles Medium.....	23
CodeVisionAVR.....	72	Instrumentenverstärker	60, 62
COMSOL Multiphysics®	22	Interrupt-Modus.....	89
Control-Endpoint.....	88	ISP-Schnittstelle.....	72
Danksagung.....	129	ISR.....	81
Datenerfassung	81	Kalibrierung	97
Datenträger.....	122	kalorimetrischer Sensor	1, 5
Deskriptor.....	89	Kennlinie	17
Druck.....	12	Kennlinienkorrektur	84, 99, 102
Dummy-Leitungen	55	Klimakammer	17
Eidesstattliche Erklärung.....	130	Kommunikationskanäle.....	71
Elektrometerverstärker	59	Konduktion.....	22
Elektromigration.....	104	konstante Leistung	6, 20
EMV	74	konstante Temperatur	6, 21
Endpoint.....	88	Konvektion	22
Entwicklung	2	Labortemperatur.....	58
Enumeration.....	91	Laplace-Transformation	120

Layout.....	10	Pyramidenstumpf.....	10
LED.....	87	Radiation.....	22
Legacy-Support.....	93	Randbedingung Navier-Stockes-G.....	25
Leiterbahnen.....	30	Randbedingung Wärmeleitungsg.....	24
Leiterbahnführung.....	55	Rauigkeit.....	35
Leiterplatte.....	74	Rauschen.....	63
Leiterplattenintegration.....	54	Regelkreis.....	85, 119
Lift-Off-Technik.....	14	Regelung.....	21
Linearität.....	47	Reibungskraft.....	36
Linearregler.....	68	Remote-Wakeup.....	90
Lithographie.....	13	Report-Protokoll.....	94
logischen Ebene.....	88	Reset.....	72
Luftreibung.....	36	Satz von Gauß.....	23
Lufttemperatur.....	50	Scheduler.....	81
Massendichte.....	26	Schnittstellen.....	71
Matrix.....	118	Schrittweite.....	70
meh. Bewegungssensor.....	1	Selbstzerstörung.....	11
Mechanische Spannung.....	104	Sensorkennlinie.....	20
mechanische Stabilität.....	44	Sensortypen.....	10
Membran.....	6, 34	Simulation.....	2
Messbrücke.....	60	Skalarprodukt.....	42
Messstrom.....	62	Skalieren.....	31
Messwertausreiser.....	17	Skalierte Parameter.....	32
Mikrocontroller.....	71, 79	Software.....	79
Modellgültigkeit.....	42	Spannungsfolger.....	66
Multiplizierer.....	73	Spannungsquelle.....	60
Navier-Stockes-Gleichung.....	24	Spannungsreferenz.....	69
Netzbrumm.....	66	Spannungsregler.....	68
Netzqualität.....	31	Spannungsersatz.....	84
Newtonringe.....	103	Spannungsverschiebung.....	64
NTC.....	12	SPI-Schnittstelle.....	73
Nullstelle.....	85	Sprungerkennung.....	83
ÖAW.....	129	Sprungfunktion.....	34
Ohmmeter.....	17	Stabilität.....	86
Orthogonalität.....	42, 53	Stiftplotter.....	96
Parametervariation.....	43	Stillstandserkennung.....	83
physikalische Ebene.....	88	Stromquelle.....	62
physikalische Parameter.....	113	Strömungskanal.....	20
Pläne.....	121	Strömungssensoren.....	4
Pole.....	85	Stromversorgung.....	68
Poll-Nullstellen-Diagramm.....	120	Subtrahierer.....	58
Positionsgenauigkeit.....	102	Temperaturkoeffizient.....	17, 18
Prozess.....	13	Temperaturprofil.....	56
PS/2.....	71	Temperatursensor-Kennlinie.....	18

Temperatursensor-Modell.....	26	Verklebung.....	76
Testsystem	94	Verschiebung	53
Testmodell	32	Verstärkung.....	64
Thermische Leitfähigkeit.....	26	Viskoser Spannungstensor.....	24
Thermischer Widerstand	26	Volumenstrom.....	20
Thermodynamische Hauptsatz.....	23	Wafer.....	13
Time-of-flight-Sensor	5	Wärmekapazität	26
Toleranzen	51	Wärmeleitungsgleichung	22
Transimpedanzverstärker	58	Wechselspannung.....	105
UART	71	Winkelabhängigkeit.....	100
Umgebungstemperatur	49	Zerstörung.....	77
Umrechnungsfaktor	84	Zielsetzung	1
Universal Serial Bus.....	71, 88	z-Transformation	119
Unterlage.....	35	Zusammenfassung	107
Verbesserungen.....	111	Zuverlässigkeit	102
Verdrehter Sensor.....	53	Zylinder.....	43
Vereinfachungen.....	25		

Danksagung

Zum Abschluss möchte ich allen, die am Zustandekommen dieses umfangreichen und arbeitsintensiven Werkes mitgewirkt haben, meinen Dank aussprechen.

An erster Stelle gilt dies für das gesamte Institut für Sensor- und Aktuatorssysteme der Technischen Universität Wien, speziell dem betreuenden Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Franz Keplinger. Besonderer Dank gilt auch meinem Betreuer, Dipl.-Ing. Samir Ćerimović vom Institut für Integrierte Sensor Systeme der Österreichischen Akademie der Wissenschaften sowie allen anderen Institutsmitarbeitern.

Außerdem möchte ich mich für die finanzielle Unterstützung in Form eines Stipendiums im Rahmen des Projekts L234-N07 durch den Fond zur Förderung der wissenschaftlichen Forschung (FWF) bedanken.

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre hiermit, dass ich diese Diplomarbeit selbstständig ohne Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Quellen und Hilfsmittel verfasst habe. Alle den benutzten Quellen wörtlich oder sinngemäß entnommenen Stellen sind als solche einzeln kenntlich gemacht.

Diese Arbeit ist bislang keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt worden und auch nicht veröffentlicht worden.

Ich bin mir bewusst, dass eine falsche Erklärung rechtliche Folgen haben wird.

Wien, 14.9.2009, Frank Linke

Ort, Datum, Unterschrift