

Leiterplattenbasierte Sensoren mit Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik

Printed circuit board based sensors with readout electronics based on time measurement

Von der Fakultät Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte
Abhandlung

von

André Bülau

aus Magdeburg

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. André Zimmermann

Mitberichter: Prof. Dr. Jens Anders

Tag der mündlichen Prüfung:

25.01.2024

Institut für Mikrointegration der Universität Stuttgart

2024

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mikroaufbautechnik der Hahn-Schickard-Gesellschaft für angewandte Forschung e.V. in Stuttgart, an dem ich seit 2007 angestellt bin. Die Ergebnisse und Erkenntnisse wurden im Rahmen von öffentlich geförderten Projekte sowie Eigenforschungsprojekten gewonnen.

Hahn-Schickard ist 1989 aus dem 1944 gegründeten Institut für Zeitmesstechnik und Uhrentechnik hervorgegangen und hat in der Vergangenheit unter anderem an DCF77, dem damaligem Zeitsignal für Funkuhren, mitgewirkt. Mit dem Schwerpunkt Aufbau- und Verbindungstechnik entstand unter anderem auch die Gruppe Sensoren + Aktoren am Institut, die bestehende und neu entwickelte Prozesse und Technologien nutzte, um Sensoren zu entwickeln, die es so vorher noch nicht gab.

Im Jahr 2012 kam ich auf der Messe Sensor + Test erstmalig mit den Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik in Berührung. Damals noch unter dem Firmennamen acam messelectronic GmbH, zwischenzeitlich Teil der ams AG, firmiert das Unternehmen, das diese Schaltkreise anbietet, inzwischen unter dem Firmennamen ScioSense. In der Zeit bis heute wurden zahlreiche Sensoren mit diesen Schaltkreisen auf Basis von Zeitmesstechnik konzipiert, aufgebaut und charakterisiert. Über die Jahre hat sich so Wissen angesammelt, dass nun zu Papier gebracht wurde.

Ich danke Prof. André Zimmermann für die Betreuung dieser Arbeit sowie Jens Anders für die Erstellung des Zweitgutachtens. Darüber hinaus gilt mein Dank Dr. Karl-Peter Fritz, der mich zum Thema dieser Arbeit inspiriert hat. Sie entstand zu einer Zeit, als das Arbeitspensum und der Stresspegel hoch waren. Daher danke ich all meinen Kollegen in unserer Gruppe Sensoren + Aktoren, die mich während dieser Zeit in den Projekten, aber auch bei den Inhalten dieser Arbeit unterstützt und motiviert haben, namentlich Adrian Schwenck, Daniela Walter, Gerold Vogel, Jonathan Seybold und Volker Kible. Mein Dank gilt auch Klaus Skibowski für all die Software-Unterstützung, ohne dich wären viele Dinge einfach nicht möglich gewesen. Darüber hinaus danke ich all denjenigen, die auf die eine oder andere Weise zu den Ergebnissen in dieser Arbeit beigetragen haben.

Zuletzt danke ich meiner Familie, insbesondere meiner Mom.

Stuttgart, den 31.03.2024

André Bülau

Inhaltsverzeichnis

Vorwort.....	. iii
Verzeichnis der Abkürzungen.....	. viii
Verzeichnis der Formelzeichen.....	. x
Zusammenfassung.....	. xiii
Abstract.....	. xv
1 Einleitung.....	. 1
2 Grundlagen und Stand der Technik.....	. 5
2.1. Begriffsdefinition.....	. 5
2.2. Stand der Technik.....	. 8
2.3. Ausleseelektroniken für kapazitive Sensoren.....	. 12
2.3.1. Kapazität-Spannungs-Wandler.....	. 12
2.3.2. Mikrocontroller zum Auslesen kapazitiver Sensoren.....	. 14
2.3.3. Charge-Balance-Prinzip (Analog Devices AD774x).....	. 16
2.3.4. Capacitance-to-Digital-Converter (Texas Instruments FDC2x1x).....	. 18
2.3.5. Capacitance-to-Digital-Converter (Texas Instruments FDC1004).....	. 19
2.4. Capacitance-to-Digital-Converter auf Basis von TDCs.....	. 20
2.4.1. Standardfirmware.....	. 27
2.4.2. Messmodi.....	. 28
2.4.3. Kompensationsmessung.....	. 30
2.4.4. Temperaturmessung.....	. 32
2.4.5. Messreihenfolge und Mittelung.....	. 33
2.4.6. Anwendungsspezifische Firmware.....	. 34
2.5. Ausleseelektroniken für induktive Sensoren.....	. 34
2.5.1. Inductance-to-Digital-Converter (Texas Instruments LDC1x1x).....	. 34
2.5.2. TDC-GP1.....	. 36
2.6. Ausleseelektroniken für resistive Sensoren.....	. 38
2.6.1. Widerstandsmessung mittels ADC.....	. 38
2.6.2. Spezielle Schaltkreise für Halb- und Vollbrücken.....	. 40
2.7. Time-to-Digital-Konverter.....	. 42
3 Untersuchungen zur Ausleseelektronik PCap01.....	. 43
3.1. Besonderheiten beim Entwurf kapazitiver Sensoren.....	. 43
3.2. Schirmung.....	. 44

3.2.1. Schirmung mit Hilfe von Masse-Flächen.....	44
3.2.2. Untersuchungen zu Schirmung mit Hilfe von Active Guard.....	46
3.3. Besonderheit von PCap01 und ihre Auswirkung.....	48
3.4. Untersuchungen zu Einflussfaktoren am PCap01.....	48
3.5. Untersuchungen zu Taktquellen am PCap01.....	55
4 Kapazitive, leiterplattenbasierte Sensoren.....	60
4.1. Beispiel 1: fluidischer, zweiachsiger Neigungssensor.....	60
4.1.1. Funktionsprinzip des Sensors.....	60
4.1.2. Untersuchungen zur Leiterbahnführung und Kontaktierung der Elektroden....	62
4.1.3. Firmware und Konfiguration.....	66
4.1.4. Sensoraufnahme und Gehäuse.....	66
4.1.5. Messergebnisse.....	67
4.2. Beispiel 2: fluidischer, einachsiger Neigungssensor.....	77
4.2.1. Vorgängerversion.....	77
4.2.2. Firmware und Konfiguration.....	79
4.2.3. Untersuchungen zu verschiedenen Elektrodenlayouts.....	80
4.2.4. Entwurf eines seriennahen Sensorgehäuses.....	84
4.2.5. Prüfstand für die Charakterisierung.....	85
4.2.6. Zwischenergebnisse.....	86
4.2.7. Entwicklung eines AddOn-Prozesses zum Auffüllen der Isolationsgräben.....	95
4.2.8. Flächenoptimierung der Variante Sichel-Layout.....	100
4.2.9. Messergebnisse.....	102
5 Resistiver, leiterplattenbasierter Sensor.....	104
5.1. Besonderheiten bei der Widerstandsmessung.....	104
5.2. Thermischer Strömungssensor.....	105
5.2.1. Aufbau und Auslegung des thermischen Strömungssensors.....	106
5.2.2. Firmware und Konfiguration.....	110
5.3. Messergebnisse.....	111
6 Induktiver, leiterplattenbasierter Sensor.....	115
6.1. Motivation zur Entwicklung des Sensors.....	115
6.2. Induktiver Positionssensor.....	116
6.2.1. Design des Sensorelements in Leiterplattentechnik.....	117
6.2.2. Voruntersuchungen am Sensorelement.....	118
6.3. Ansteuerelektronik.....	119

6.4. Messergebnisse.....	. 122
7 Diskussion.....	. 126
8 Zusammenfassung und Ausblick.....	. 137
9 Literatur.....	. 140
10 Lebenslauf.....	. 146
11 Verzeichnis der eigenen Veröffentlichungen.....	. 147
12 Patentliste.....	. 149

Verzeichnis der Abkürzungen

ADC	Analog-to-Digital-Converter
Au	Aurum, Gold
CAPDAC	Capacitance-Digital-Analog-Converter
CC	Coarse Counter
CDC	Capacitance-to-Digital-Converter
CMU	Capacitance Measurement Unit
Cr	Chrom
CSM	Capacitive Sensing Module
CTE	Coefficient of Thermal Expansion
CTMU	Charge Time Measurement Unit
CVC	Capacitance-to-Voltage-Converter
CVD	Capacitive Voltage Divider
DDS	Direkte Digitale Synthese
DEA	Dielektrische Analyse
DMS	Dehnmessstreifen
DSP	Digital Signal Processor
EAS	Elektronische Artikelsicherung
EMST	Ensinger Microsystems Technologie
FC	Fine Counter
FFC	Flat Flexible Cable
FR4	Flame Retardent
GPSDO	GPS Disciplined Oscillator
LCD	Liquid Crystal Display
LSB	Least Significant Bit
LVDT	Linear Variabler Differentieller Transformator
MEMS	Micro-Electro-Mechanical-System
MID	Molded Interconnect Device
MW	Messwert
Ni	Nickel
Ni80Cr20	Nickel-Chrom-Legierung
NTC	Negative Temperature Coefficient
OCXO	Oven Controlled Crystal Oscillator

OEM	Original Equipment Manufacturer
OPV	Operationsverstärker
OTP	One Time Programmable
OXIN	Oszillatoreingang
OXOUT	Oszillatorausgang
PCB	Printed Circuit Board
PEEK	Polyetheretherketon
PVD	Physical Vapour Deposition
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	Root Mean Square
RMU	Resistance Measurement Unit
RTD	Resistance Temperature Device
S&H	Sample and Hold
SI	Système International
SRAM	Static Random Access Memory
SR-Latch	Set-Reset-Latch
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator
TDC	Time-to-Digital-Converter
TMU	Temperature Measurement Unit
XO	Crystal Oscillator

Verzeichnis der Formelzeichen

__sub_cdc_gain_corr	[]	Variable der Standardfirmware im Assembler des PCap01
cal1	[Inkr.]	Zeitmarke 1 einer Kalibriermessung
cal2	[Inkr.]	Zeitmarke 2 einer Kalibriermessung
C	[F]	Kapazität
C _{AVG}	[F]	Mittelwert einer Kapazität
C _{Ref}	[F]	Referenzkapazität
C _{Sensor}	[F]	Kapazität eines Sensors
Diff02	[]	Differenz einer grounded Messung
E1	[Ink.]	TCsg-kompensierte Differenz1 eines Sensors
E2	[Ink.]	TCsg-kompensierte Differenz2 eines Sensors
E1-1,kompensiert	[Inkr.]	TCsg-kompensiertier Messwert von E1-1 eines Sensors
E1-2,kompensiert	[Inkr.]	TCsg-kompensiertier Messwert von E1-2 eines Sensors
E2-1,kompensiert	[Inkr.]	TCsg-kompensiertier Messwert von E2-1 eines Sensors
E2-2,kompensiert	[Inkr.]	TCsg-kompensiertier Messwert von E2-2 eines Sensors
FC1	[Inkr.]	Flanke des Fine Counts 1 einer Messung
FC2	[Inkr.]	Flanke des Fine Counts 2 einer Messung
f _{AVG}	[Hz]	Messwiederholrate
f _{Ref}	[Hz]	Frequenz eines Referenztaktes
f _{Sensor}	[Hz]	Frequenz eines Sensors
gaincorr	[]	Korrekturfaktor
I	[A]	Stromstärke
L	[H]	Induktivität
MW	[Inkr.]	Messwert
N	[]	Anzahl an zu messenden Werten
normDiff	[]	normierte Differenz einer Temperaturmessung
Offset	[K]	Offset zur Linearisierung einer Temperaturmessung
P	[W]	Verlustleistung
Q	[As]	elektrische Ladung

Q_{Sensor}	[]	Gütefaktor eines LC-Resonators
R	[Ω]	Widerstand
R^2	[]	Goodness of Fit
R_P	[Ω]	Wechselspannungswiderstand eines LC-Resonators
Ref_x	[rad]	Winkel der x-Achse eines Referenzsensors
Ref_y	[rad]	Winkel der y-Achse eines Referenzsensors
Sensor_x	[Inkr.]	Winkel der x-Achse eines Sensors
Sensor_y	[Inkr.]	Winkel der y-Achse eines Sensors
Steigung	[Inkr./K]	Steigung zur Linearisierung einer Temperaturmessung
T	[$^{\circ}\text{C}$]	Temperatur
TCx	[Inkr.]	Messwert eines Kondensators am Port x mit x = 0 bis 7
TCsg	[Inkr.]	Messwert einer Kompensationsmessung
TCsg'	[Inkr.]	korrigierter Messwert einer Kompensationsmessung
Temp1	[Inkr.]	Messwert eines Temperatursensors1
Temp2	[Inkr.]	Messwert eines Temperatursensors2
TREF	[Inkr.]	Messwert einer Referenzwiderstandsmessung
t	[s]	Zeit
Δt	[s]	Zeitdifferenz
t_{Ref}	[s]	Periodendauer eines Referenztaktes
dt	[s]	Zeitänderung
U	[V]	Spannung
dU	[V]	Spannungsänderung
ΔU	[V]	Spannungsänderung
V_{start}	[s]	Zeitmarke für Start einer Zeitmessung
V_{stop}	[s]	Zeitmarke für Stop einer Zeitmessung
Δv_{CS}	[Hz]	Hyperfeinübergang des Grundzustands des Cäsiumatoms 133
Winkel_{E1}	[rad]	Winkel der x-Achse eines Sensors
Winkel_{E2}	[rad]	Winkel der y-Achse eines Sensors

ϵ_r	[]	Dielektrizitätszahl eines Materials
π	[]	Kreiszahl
τ	[s]	Zeitkonstante

Zusammenfassung

Das Zeitalter der Digitalisierung erfordert, dass Geräte, Maschinen und Anlagen ihre Umgebung wahrnehmen. Dies geschieht mit Hilfe von Sensoren, die unterschiedlichste Messgrößen, wie z.B. Temperatur oder Druck, erfassen und als Messwerte zur Weiterverarbeitung und Interpretation einem übergeordneten System bereitstellen. Dabei sind die Sensorelemente und Sensoren zumeist in Technologien realisiert, die eine skalierbare Fertigung in großen Stückzahlen und damit geringen Einzelstückpreise erlauben. Es ist daher nicht verwunderlich, dass die Siliziumtechnologie den Sensormarkt dominiert. Damit verbunden sind jedoch auch sehr hohe Initialkosten, wenn es z.B. darum geht, kundenspezifische Anpassungen an ihnen vorzunehmen, sei es, um einen spezifischen Messbereich zu realisieren oder eine bestimmte Messgröße in einem vorgegebenen Bauraum zu erfassen. Hier bietet die Leiterplattentechnologie einen Ausweg, um Sensorelemente und Sensoren zu realisieren. Sie ist inzwischen jedermann, sogar dem Heimanwender, zugänglich, die Initialkosten sind gering, die Herstellungszeiten kurz und die Freiheitsgrade groß. Gleichzeitig stehen zahlreiche Substratmaterialien für verschiedene Anwendungsgebiete zur Verfügung, von FR4 für Standard-, über Polyimid für flexible, bis hin zu PTFE für Hochfrequenz- sowie Aluminium- und Kupferkernleiterplatten für temperaturkritische Anwendungen. Gleichermaßen bietet sie das Potential, sowohl für Kleinstserien als auch für die Fertigung in großen Stückzahlen eingesetzt werden zu können. Mit Hilfe von Ausleseelektroniken, die direkt auf die Leiterplatte bestückt werden, entstehen so kostengünstige Sensoren, die zudem hochperformant sein können.

Nach einer Begriffsdefinition wird im Stand der Technik gezeigt, welche leiterplattenbasierten Sensorelemente und Sensoren schon heute existieren und welche Elektroniken verwendet werden können, um bspw. kapazitive, induktive und resistive Sensorelemente auszulesen. Dabei wird auch auf Schaltkreise eingegangen, die auf sogenannten Time-to-Digital-Konvertern (TDC) basieren, d.h. auf einer Zeitmessung beruhen. Diese haben den Vorteil, einerseits extrem stromsparend zu sein, andererseits auch extrem langzeitstabile Sensorsignale liefern zu können, da Zeitgeber inzwischen mit sehr guter Kurz- und Langzeitstabilität erhältlich sind.

Auf einen speziellen Schaltkreis, den PCap01, wird dabei im besonderen eingegangen, da mit ihm sowohl kapazitive als auch resistive Sensoren realisierbar sind. Der grundlegende

Umgang mit diesem Schaltkreis wird aufgezeigt und anhand von Untersuchungen zu Schirmkonzepten, zur Signalverarbeitung, zu Taktquellen sowie zur Leiterbahnführung dargelegt, wie, über die Herstellerangaben im Datenblatt hinaus, mit anwendungsspezifischer Firmware und digitaler Signalverarbeitung der entsprechenden Messwerte, performante Sensoren aufgebaut und langzeitstabile Sensorsignale erreicht werden können.

Anhand von zwei Beispielen für kapazitive Sensoren, einem fluidischen, zweiachsigen Neigungssensor und einem fluidischen, einachsigen Neigungssensor sowie einem Beispiel für einen resistiven Sensor, einem thermischen Strömungssensor und einem Beispiel für einen induktiven Positionssensor wird belegt, wie im Zusammenspiel, aus leiterplattenbasiertem Sensorelement und Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik, hochauflösende Sensoren entstehen. Dazu wird für die einzelnen Beispiele auf das Funktionsprinzip und die an diesem Sensor durchgeführten Untersuchungen sowie Optimierungen bzw. auf die grundlegende Auslegung und auf deren Firmware und Konfiguration eingegangen. Schließlich werden die mit den Sensoren erzielten Messergebnisse vorgestellt. An Stellen, an denen die Leiterplattentechnologie an ihre Grenzen stößt, werden für die Sensoren sogenannte AddOn-Prozesse vorgestellt, um diese Grenzen zu überwinden.

Abschließend werden die bis dato erzielten Ergebnisse für die vier Sensoren einzeln diskutiert und eingeordnet. Es werden die aktuell noch existierenden Schwachstellen dargelegt und aufgezeigt, wie diese in aktuell laufenden bzw. in bereits bewilligten, künftig zu bearbeitenden Projekten überwunden werden können, mit dem Ziel, die Sensoren weiterzuentwickeln, um sie nach Abschluss der Arbeiten in die Serie überführen zu können.

Abstract

The age of digitalization requires that devices, machines and systems perceive their environment. This is done with the help of sensors that record a wide variety of measured variables, such as temperature or pressure, and provide them as measured values to a higher-level system for further processing and interpretation. The sensor elements and sensors are mostly realized in technologies that allow scalable production in large quantities and thus low unit prices. It is therefore not surprising that silicon technology dominates the sensor market. However, this is also associated with very high initial costs, for example when it comes to making customer-specific adaptations to them, be it to realize a specific measuring range or to record a specific measured variable in a given installation space. Here the printed circuit board technology offers a way out to realize sensor elements and sensors. It is now accessible to everyone, even the home user, initial costs are low, manufacturing times are short and the degrees of freedom are large. At the same time, numerous substrate materials are available for various applications, from FR4 for standard, to polyimide for flexible, to PTFE for high frequency, and aluminum and copper core PCBs for temperature critical applications. Similarly, it offers the potential for both low-volume and high-volume manufacturing.

With the help of readout electronics, which are directly mounted on the printed circuit board, low-cost sensors are created, which can also be high-performance.

After a definition of terms, the state of the art will show which PCB-based sensor elements and sensors already exist today and which electronics can be used to read capacitive, inductive and resistive sensor elements, for example. Integrated circuits based on so-called Time-to-Digital-Converters (TDC), i.e. based on time measurement, will also be discussed. On the one hand, these have the advantage of being extremely power-saving, and on the other hand, they can also provide extremely long-term stable sensor signals, since timers with very good short- and long-term stability are available.

One special integrated circuit, the PCap01, will be discussed in particular, since it can be used to implement both capacitive and resistive sensors. The basic handling of this circuit is shown and, on the basis of investigations into shielding concepts, signal processing, clock sources and conductor routing, it is demonstrated how, beyond the manufacturer's specifications in the datasheet, with application-specific firmware and digital signal

processing of the corresponding measured values, high-performance sensors can be constructed and long-term stable sensor signals can be achieved.

Two examples of capacitive sensors, a fluidic, two-axis inclination sensor and a fluidic, single-axis inclination sensor, as well as an example of a resistive sensor, a thermal flow sensor and an example of an inductive position sensor, are used to demonstrate how high-resolution sensors can be created from the interaction of a PCB-based sensor element and readout electronics based on time measurement technology. For this purpose, the functional principle and the investigations carried out on this sensor as well as optimizations or the basic design and their firmware and configuration are discussed for the individual examples. Finally, the measurement results obtained with the sensors are presented. At points where PCB technology reaches its limits, so-called AddOn processes are presented for the sensors in order to overcome these limits.

Finally, the results obtained to date for the four sensors are discussed and classified individually. The weaknesses that currently still exist are presented and it is shown how these can be overcome in current projects or in projects that have already been approved and will be worked on in the future, with the aim of further improving the sensors so that they can be transferred to series production once the work has been completed.

1 Einleitung

Sensoren sind aus unserer heutigen Zeit nicht mehr wegzudenken. Sie begegnen uns in nahezu allen Lebenssituationen, meist unbemerkt. So findet man Sensoren in allen Branchen, wobei insbesondere Consumer, Industrie, Messtechnik, Automobil, Medizin und Life Science, Luft- und Raumfahrt sowie Verteidigung zu nennen sind. Innerhalb der Branchen wiederum kommen Sensoren in nahezu allen Produktklassen zum Einsatz, in Consumer-Produkten wie Smartphones, Laptops, Tablets oder Smart Watches, in Geräten der Unterhaltungselektronik wie Fernsehern und Spielekonsolen, in Haushaltsgeräten wie Kaffeemaschinen, in Geräten der weißen Ware wie Waschmaschinen, Spülmaschinen oder Kühlschränken, in Fahrzeugen, Motorrädern und Lastkraftwagen, aber auch in Sportartikeln wie E-Bikes oder in Spielzeugen. Kurzum, es gibt heutzutage nahezu keine elektrifizierte Anwendung, die keine Sensoren enthält. Der Trend der zunehmenden Digitalisierung und Überwachung befeuert die Nachfrage nach Sensoren zusätzlich.

In Industrieanwendungen und der Automatisierungstechnik kommen Sensoren zum Einsatz, um dort Maschinen und Anlagen Sinne zu verleihen, mit denen sie ihre Umgebung, Prozesse oder Betriebszustände erfassen.

Die interessierenden physikalischen Messgrößen sind ebenso vielfältig wie die Einsatzgebiete und deren Anwendungen selbst. Bei vielen Anwendungen stehen jedoch die Messgrößen Temperatur, Druck, Kraft, Vibrationen/Schwingungen oder Beschleunigungen im Vordergrund.

Um eine physikalische Messgröße auf eine elektrisch Messgröße abzubilden, kommen Sensorelemente zum Einsatz, die unterschiedliche physikalische Wirkprinzipien ausnutzen. Die einfachsten Sensorelemente nutzen dabei Effekte der passiven Bauelemente der Elektrotechnik aus. So kann ein Widerstand aufgrund seines Temperaturkoeffizienten als Temperatursensor eingesetzt werden. Nutzt man, wie bei einem Dehnungsmessstreifen (DMS), stattdessen die Widerstandsänderung aufgrund einer Längenänderung, ist der Temperaturkoeffizient dagegen störend.

Eine Änderung einer Induktivität kann bspw. durch Längenänderung der Spule oder durch Ein- und Ausbringen eines ferromagnetischen Materials bewirkt werden, um über diese Effekte Weg- oder Positionssensoren zu realisieren.

Auch Kondensatoren können genutzt werden, um eine physikalische Messgröße auf eine elektrisch messbare Größe abzubilden. So resultieren ein veränderter Plattenabstand, eine veränderliche Plattengröße oder Plattenüberdeckung oder aber die Veränderung der Dielektrizitätszahl des zwischen den Platten befindlichen Dielektrikums in einer veränderlichen Kapazität, die messtechnisch erfasst werden kann.

Die Besonderheit besteht darin, dass sich diese passiven Bauelemente entweder direkt, mit Hilfe von zusätzlichen Elementen oder durch zusätzliche Prozessschritte in Leiterplattentechnik herstellen lassen, um mit diesen Sensoren zu realisieren. Die Leiterplatte dient damit nicht mehr nur als Träger von Sensoren, sondern wird selbst zum Sensor.

Um nun die elektrisch messbaren Größen Widerstand (R), Induktivität (L) oder Kapazität (C), die die Sensorinformation enthalten, in ein elektrisches Signal zu überführen, kommen Ausleseelektroniken zum Einsatz. In der Vergangenheit sind das überwiegend Ausleseelektroniken gewesen, die ein Spannungs- oder Stromsignal bereitstellen, das die Sensorinformation enthält, und mittels Analog-Digital-Umsetzern (ADC) digitalisiert wurden. In den letzten Jahren ist jedoch eine neue Klasse von Ausleseelektroniken am Markt verfügbar geworden, die auf Zeitmessungen beruhen.

Hieraus leiten sich auch die Motivation und die Arbeitshypothese dieser Arbeit ab. Mit Hilfe von Sensorausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik können kostengünstige, hochauflösende und hochperformante Sensoren in Leiterplattentechnik realisiert werden. Allerdings müssen dazu die Besonderheiten von leiterplattenbasierten Sensoren sowie den Ausleseelektroniken verstanden und beim Entwurf von Sensoren, aber auch bei der digitalen Signalverarbeitung der Messdaten berücksichtigt werden. Diese Besonderheiten sollen im Verlauf der vorliegenden Arbeit aufgezeigt und deren Auswirkung anhand verschiedener Sensoren demonstriert werden.

Die Vorteile von Sensorausleseelektroniken auf Basis der Zeitmesstechnik liegen dabei auf der Hand. Zeit in Form der Definition der Sekunde ist eine physikalische Messgröße, die direkt im internationalen Einheitensystem (franz. Systeme Internationale, SI) verankert ist. Sie ist wie folgt definiert:

„Die Sekunde, Einheitenzeichen s, ist die SI-Einheit der Zeit. Sie ist definiert, indem für die Cäsiumfrequenz $\Delta\nu_{\text{CS}}$, die Frequenz des ungestörten Hyperfeinübergangs des

Grundzustands des Cäsiumatoms 133 , der Zahlenwert 9192631770 festgelegt wird, ausgedrückt in der Einheit Hz, die gleich s^{-1} ist.“ [PTB19].

Zeit kann sehr genau gemessen werden. Heutige Taktgeber im praktischen Alltagseinsatz reichen von einfachen RC-Oszillatoren über Keramikresonatoren, Quarze, Quarzoszillatoren, temperaturkompensierte Quarzoszillatoren (TCXO), MEMS-Oszillatoren (engl. Micro-Electro-Mechanical-Systems) und ofenstabilisierte Quarzoszillatoren (OCXO) bis hin zu sogenannten GPS-disziplinierten Oszillatoren (GPSDO). Bei letzteren kombiniert man die Kurzzeitstabilität von ofenstabilisierten Quarzoszillatoren mit der Langzeitstabilität des GPS-Systems, das wiederum auf Cäsiumuhren basiert. Im Laboreinsatz sind darüber hinaus auch Rubidiumnormale [Ril19] und Cäsiumnormale anzutreffen.

Darüber hinaus kann man Zeit mit einem enorm großen Dynamikbereich messen. Die kleinste jemals gemessene Frequenz bspw. ist die Aufzeichnung des Nilpegels. Gleichzeitig lassen sich mit modernen Schaltkreisen wie Time-to-Digital Konvertern (TDC) Ereignisse von einigen Millisekunden bis Sekunden mit Picosekundenauflösung erfassen. Wegen der extrem hohen Auflösung in Picosekunden können zudem Messzeiten sehr kurz gehalten werden.

Um die Zeitmessung nun für Sensorausleseelektroniken nutzbar zu machen, können zur Bestimmung von Widerständen oder Kapazitäten entsprechender Sensorelemente sogenannte RC-Glieder aufgebaut und deren Lade- und Entladezeiten gemessen werden. Hierfür stehen TDCs mit speziellen Frontends als SingleChip-Lösung zur Verfügung. Die Zeitmessung selbst erfolgt durch Zählen von Pulsen oder Taktflanken und ist somit rein digital, sodass keine weitere Analog-Digital-Umsetzung erforderlich ist.

Darüber hinaus können aber auch TDCs mit diskret aufgebauten Frontends genutzt werden, um bspw. induktive Sensoren anzuregen und auszulesen.

Dabei weisen sowohl die TDCs, als auch die Frontends und die Sensorelemente Eigenschaften auf, die verstanden, berücksichtigt und umgesetzt werden müssen, was im Rahmen dieser Arbeit geschieht. Hierzu ist die Arbeit wie folgt aufgebaut. Zunächst wird in Kapitel 2 der Stand der Technik anhand von Beispielen existierender leiterplattenbasierter Sensoren wiedergegeben. Anschließend wird auf Ausleseelektroniken für Sensoren im Allgemeinen sowie deren Funktionsprinzip eingegangen und es werden Schaltkreise auf Basis von Zeitmesstechnik vorgestellt. In Kapitel 3 erfolgen Untersuchungen an einer

Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik zur Messungen von Kapazitäten und Widerständen, die neben einem TDC ein zusätzliches Frontend enthält, um deren Besonderheiten zu identifizieren, die beim Aufbau von entsprechenden Sensoren zu berücksichtigen sind. In Kapitel 4 werden Beispiele für leiterplattenbasierte kapazitive, in Kapitel 5 für resistive und in Kapitel 6 für induktive Sensoren wiedergegeben, an denen diese Erkenntnisse entweder gewonnen oder bereits umgesetzt worden sind. Eine Gesamtdiskussion zu leiterplattenbasierten Sensoren mit Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik erfolgt in Kapitel 7. Abschließend fasst Kapitel 8 die Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick.

2 Grundlagen und Stand der Technik

Zunächst wird in Kapitel 2.1 eine Begriffsdefinition gegeben. Dazu wird erklärt, wie mit etablierten Technologien Leiterplatten hergestellt werden. Zudem wird erläutert, was unter Sensorelementen, Sensoren und Sensorsystemen zu verstehen ist. In Kapitel 2.2 wird anschließend auf den Stand der Technik eingegangen. Dazu werden bekannte leiterplattenbasierte Sensoren vorgestellt, die zum Teil auch in der Anwendung sind.

Kapitel 2.3 stellt verschiedene Ausleseelektroniken für kapazitive Sensoren vor und Kapitel 2.4 insbesondere der in dieser Arbeit verwendete Schaltkreis PCap01, der auf einem Time-to-Digital-Konverter basiert. Ausleseelektroniken für induktive Sensoren werden in Kapitel 2.5 und für resistive Sensoren in Kapitel 2.6 vorgestellt. Time-to-Digital-Konverter werden abschließend in Kapitel 2.7 beleuchtet.

2.1. Begriffsdefinition

Der Titel der Arbeit lautet „Leiterplattenbasierte Sensoren mit Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik“; daher sollen die Einzelaspekte des Titels nachfolgend näher beleuchtet und deren Begrifflichkeiten geklärt werden. Als leiterplattenbasierte Sensoren sollen in dieser Arbeit solche verstanden werden, bei denen Teile zur Formung eines Sensorelements in Leiterplattentechnik hergestellt worden sind. Üblicherweise sind Leiterplatten Träger von Sensorelementen oder Sensoren z.B. aus Silizium, Keramik oder anderen Technologien und werden zusammen mit Ausleseelektroniken bestückt. Leiterplatten (PCB, engl. Printed Circuit Boards) sind Schaltungsträger aus harzgetränkten Glasfasermatten, die mit einer Kupferauflage versehen sind. Diese kann mit lithografischen Verfahren strukturiert werden, die sich in Belackung mittels Photolack, Belichtung, Entwickeln und Ätzen unterteilen. Bei einlagigen Leiterplatten wird die kupferkaschierte Seite zunächst mit einem lichtempfindlichen Lack beschichtet. Hierbei unterscheidet man zwischen Positivlack, bei dem belichtete Bereiche im Entwickler löslich, und Negativlack, bei dem belichtete Bereiche unlöslich für den Entwickler werden. Dieser wird mittels Direktbelichtung oder einer Schablone, auf der sich das Layout befindet, belichtet und anschließend entwickelt. Auf diese Weise wird das Layout in den Lack, der direkt als Ätzmaske dienen kann, übertragen. In einem anschließenden Ätzprozess kann das freistehende Kupfer entfernt werden, sodass das Layout von der Maske in das Kupfer übertragen wird. In der industriellen Leiterplattenfertigung wird das freistehende Kupfer vor

dem Ätzen verzinnt und der Lack anschließend gestrippt, wobei die Verzinnung hier als Ätzmaske dient.

Bei mehrlagigen Leiterplatten beginnt der Fertigungsprozess vorab noch mit Bohr-, ggf. Fräs- und Galvanikschritten, um Durchkontaktierungen herzustellen, bei deren Herstellung gleichzeitig die Kupferkaschierung auf ihre endgültige Schichtdicke wächst. Nach dem Ätzen erfolgen typischerweise das Aufbringen und Strukturieren von Lötstopplack sowie das Veredeln der freistehenden Kupferbereiche mit Zinn, Nickel und Gold oder anderen Endschichten. Darauf folgen ggf. das Aufbringen eines Bestückungsdrucks sowie das Einbringen von Bohrungen und das Vereinzeln mittels Ritzen oder Fräsen. Die Methoden der Leiterplattenherstellung können jedoch auch genutzt werden, um Sensorelemente bspw. Elektroden für kapazitive Sensoren direkt auf der Leiterplattenoberfläche zu realisieren. Zusätzliche Bauteile, die während der Bestückung von elektrischen Bauelementen auf Schaltungsträgern mit bestückt werden, komplettieren das Sensorelement.

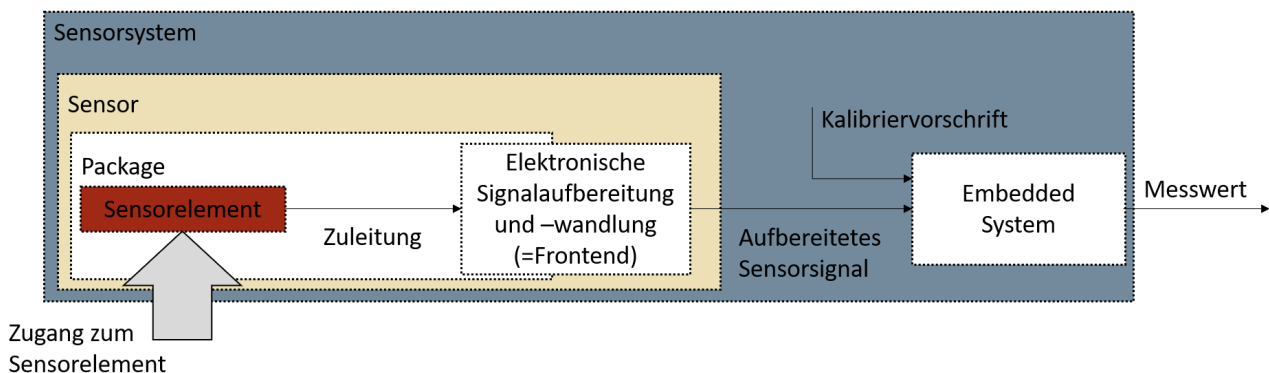


Abbildung 1: Definition Sensorelement, Sensor und Sensorsystem

Unter einem Sensorelement ist ein Bauteil zu verstehen, das eine physikalische Messgröße in eine elektrisch messbare Größe wandelt. Um diese elektrisch messbare Größe zu erfassen, kommt eine Ausleseelektronik zum Einsatz, die ein elektrisches Signal, z.B. eine Spannung oder einen Strom, bereitstellt, das mit der Messgröße korreliert. In dieser Ausleseelektronik kann bspw. auch eine Signalaufbereitung, wie eine Filterung des Signals, erfolgen. Dieser Teil wird als (Analog-) Frontend verstanden. Zudem kann auch eine Signalumsetzung Teil der Ausleseelektronik sein, bei der das analoge elektrische Signal z.B. mittels Analog-Digital-Umsetzer digitalisiert und die physikalische Messgröße letztlich als digitales Abbild bereitgestellt wird. Sensorelement, Signalaufbereitung und -wandlung zusammen werden in dieser Arbeit als Sensor

bezeichnet. Diese können entweder einzeln oder gemeinsam durch ein Package gehäust sein. Ist der Sensor zusätzlich noch mit einem Mikroprozessor, hier allgemein als Embedded System zum Verarbeiten der digitalen Sensorsignale bezeichnet, versehen, wird in dieser Arbeit von einem Sensorsystem gesprochen. Im Embedded System können beispielsweise Linearisierungs- und/oder Umsetzungsvorschriften angewendet werden, hier allgemein als Kalibriervorschrift bezeichnet, um das Ausgangssignal zu linearisieren und/oder in einer bestimmten physikalischen Einheit auszugeben. Ferner können Kompensationsalgorithmen angewendet werden, um Temperatureinflüsse der physikalischen Messgröße herauszurechnen. Die Architektur dieser Begriffsdefinition ist in Abbildung 1 dargestellt [Sch16, Vog21].

Zur Veranschaulichung des zuvor Beschriebenen sei das Beispiel eines Temperatursensors skizziert. Als Temperatursensor kommen z.B. resistive Sensorelemente aus Platin zum Einsatz, bei denen eine Temperaturänderung aufgrund des Temperaturkoeffizienten von Platin zu einer Widerstandsänderung führt. Die Widerstandsänderung als elektrische Messgröße kann gemessen werden. Dazu kann bspw. eine Halbbrücke aus dem Temperatursensor und einem Festwiderstand mit geringem Temperaturkoeffizienten aufgebaut werden, die z.B. mit einer Konstantstromquelle versorgt wird. Mittels differentiellen Analog-Digital-Umsetzer kann nun der Spannungsabfall am Temperatursensor gemessen und direkt als digitaler Messwert ausgegeben werden. Sind die zuvor genannten Komponenten oder Teile von ihnen in einem Package untergebracht, so ergibt sich der Sensor. In skizzierten Fall ist das Frontend ohne weitere analoge Vorverarbeitung ausgeführt. Der digitale Messwert aus dem ADC ist zunächst in Inkrementen einer Vergleichsspannung gegeben. Um daraus nun einen Messwert z.B. in der Einheit °C zu gewinnen, bedarf es einer Umrechnungsvorschrift, die in einem Mikrocontroller hinterlegt ist und direkt auf die Messwerte vom ADC angewendet wird. Ist dieser Mikrocontroller Bestandteil des gesamten Aufbaus, wird dies als Sensorsystem bezeichnet.

Bei den Ausleseelektroniken gibt es eine Vielzahl von unterschiedlichen Ansätzen, Prinzipien, Verfahren und diskret aufgebaute Lösungen sowie komplett integrierte SingleChip-Lösungen unterschiedlicher Hersteller. Die vorliegende Arbeit fokussiert sich jedoch auf solche, die sich die Zeitmesstechnik zu Nutze machen. Hierbei wird die elektrisch messbare Größe, z.B. durch zusätzliche Schaltungsteile, in zeitlich messbare Signale umgesetzt, die sich mit einer hochauflösenden Stoppuhr messen lassen. Die

physikalische Messgröße am Sensorelement korreliert dann mit einer gemessenen Zeitdauer. Der Vorteil ist, dass diese Zeitmessung komplett im Digitalen stattfindet und keine weiteren analogen Schaltungsteile oder Analog-Digital-Umsetzer benötigt werden.

Nachdem die Begrifflichkeiten des Titels geklärt wurden, wird als nächstes der Stand der Technik bzgl. leiterplattenbasierter Sensoren sowie einiger Ausleseelektroniken adressiert.

2.2. Stand der Technik

Bisher wird die Leiterplattentechnik zumeist als Träger für Elektroniken und Sensoren verwendet. Beispiele hierfür finden sich in jedem Mobiltelefon, in dem unter anderem MEMS-Beschleunigungssensoren aus Silizium integriert sind, um bspw. die Ausrichtung des Gerätes zu erkennen und den Bildschirm entsprechend zu drehen. Weit verbreitet sind zudem leiterplattenbasierte Taster, die ebenfalls als Sensoren angesehen werden können, bei denen zwei Leiterbahnen mit einer Schnappscheibe, wie man sie bspw. in Frontpanels von Geräten als Eingabegerät findet, oder einer Membran mit leitfähigem Gummi, wie man sie als Membrantastaturen in Fernbedienungen antrifft, kurzgeschlossen werden. Darüber hinaus finden sich leiterplattenbasierte, kapazitive Touchsensoren, bei denen z.B. Einzelelektroden oder Interdigitalstrukturen auf der Oberfläche von Leiterplatten angeordnet sind, meist jedoch nur zwei Zustände, Finger präsent oder nicht, erkennen müssen.

Weit weniger verbreitet wird die Leiterplattentechnik bisher als solche eingesetzt, um hochperformante Sensorelemente zu realisieren, die komplexe physikalische Messgrößen erfassen. Es finden sich dennoch Beispiele für leiterplattenbasierte Sensoren in den Bereichen Low-Cost-Consumer-Anwendung sowie öffentlich geförderte Projekte und Beispiele aus dem industriellen Umfeld.

In [IGF08] und [HSG09] ist ein kapazitiver Neigungssensor beschrieben, der mittels MID-Technik (Molded Interconnect Device) eine fluidische, kapazitive Sensorzelle realisiert. Dieses Funktionsprinzip wurde nach Projektende auf eine Herstellungstechnik in Leiterplattentechnik transferiert, indem ein Leiterplattenstapel eine Sensorzelle mit Kavität bildet. Diese ist bis zur Hälfte mit einem dielektrischen Fluid befüllt. Durch kapazitive Erfassung der Flächenüberdeckung des Fluides mit den in der Sensorzelle vorhandenen Elektroden kann auf den Neigungswinkel geschlossen werden. Die Anordnung der Sensorelektroden und die Realisierung des Sensors in Leiterplattentechnik sind in Abbildung 2 dargestellt.

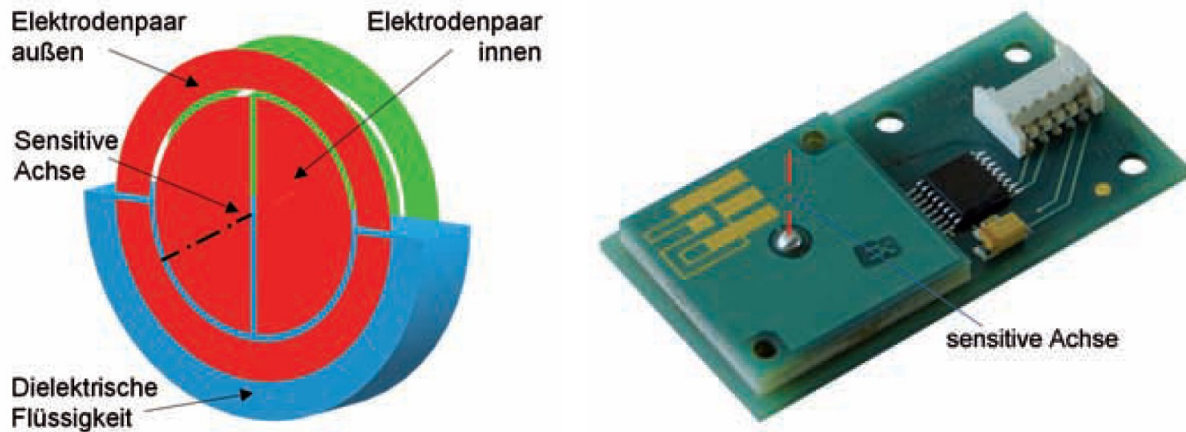


Abbildung 2: Funktionsprinzip des Neigungssensors (links), aufgebauter Sensor (rechts) [HSG09]

Das Sensorprinzip und die Aufbautechnik wurden in Zusammenarbeit mit 2E mechatronic in die Serienentwicklung überführt und qualifiziert. Der Sensor ist seit einigen Jahren in verschiedenen Ausführungsformen, z.B. als ungehäuste OEM-Variante oder als gehäuste Variante mit Schnittstellen wie RS485 (Modbus), CAN/CANOPEN oder mit analogem Ausgangssignal am Markt verfügbar. In umfangreichen Umwelttests wurde eine Genauigkeit des Sensors von $\pm 0,1^\circ/\pm 0,2^\circ$ über 360° und unter Betriebsbedingungen nachgewiesen [2Em01].

In [HSG12] ist ein kapazitiver Positionssensor beschrieben, mit dem die Position eines metallbeschichteten bzw. metallischen Objektes vor einer differentiellen Elektrodenanordnung erfasst wurde. Hierbei wurde ein linearer Messbereich von ± 1 mm und eine Auflösung von $< \pm 10$ nm bei einer Messwiederholrate von 17 Hz erreicht. Dazu wurde der Sensor in Starrflex-Leiterplattentechnik realisiert.

In [Bue13] und [Bue14] werden verschiedene leiterplattenbasierte, kapazitive Sensorelemente und Sensoren vorgestellt, unter anderem auch ein hochauflösender Positionssensor, ein Low-Cost-Drehmomentsensor und ein Montagesensor.

In [IGF16] und [IGF20] wurde ein leiterplattenbasierter, kapazitiver Low-Cost-Drucksensor untersucht, bei dem Elektroden auf der Oberfläche einer Leiterplatte zusammen mit einer aufgetragenen Drucksensormembran aus Edelstahl einen medienbeständigen Drucksensor bilden. Die Drucksensormembran und die Elektroden formen hierbei einen Plattenkondensator, der bei Druckbeaufschlagung auf die Membran den Plattenabstand verändert, was zu einer messbaren Kapazitätsänderung führt [DE1021].

Zudem sind zahlreiche Ausführungsformen von leiterplattenbasierten, kapazitiven Feuchtesensoren für Heimanwendungen im Umlauf, wie dem Giesomat, dem Capacitive Soil Moisture Sensor V1.2 mit einer Ausgangsspannung von 0 - 3.0 V sowie dem Analog Soil Moisture Sensor und dem Diyduino Soil Moisture Sensor mit einer Ausgangsspannung jeweils von 0 - 5 V. Mit ihnen kann die Bodenfeuchte von Zimmerpflanzen gemessen werden. Dabei handelt es sich um einen einfachen Leiterplattenaufbauten mit nebeneinander angeordneten Elektroden, sodass sich ein Oberflächenkondensator ausbildet, dessen Kapazität durch einen feuchten Boden steigt. [Ram01, Wet01].

Darüber hinaus sind mit der CLC-Serie der First Sensor AG leiterplattenbasierte, kapazitive Füllstandssensoren bekannt, die z.B. eine kontaktlose Messung des Füllstands einer Flüssigkeit durch eine bis zu 5 mm Tankwand aus Glas oder Kunststoff hindurch erlauben. Die Sensoren verfügen über eine RS232-Schnittstelle, über die die Min. und Max-Füllstände eingelernt werden können [Fir01].

Mit der AMT-Serie bietet die Firma CUI Devices kapazitive Drehwinkelsensoren an, die aus zwei Leiterplatten mit Elektroden, einem Transmitter und einem Receiver, bestehen, zwischen denen sich ein Rotorelement z.B. aus Kunststoff, das mit der Rotorwelle verbunden ist, befindet. Mit diesen Sensoren werden Auflösungen von bis zu 13 bit erreicht [Cui01].

Die Firma Netzer Precision Position Sensors A.C.S. Ltd. vertreibt mit der DS-Serie gehäuste hochperformante Hohlwellen- und mit der VLX- sowie der VLP-Serie ungehäuste Kit Encoder mit Auflösungen von bis zu 21 bit und Genauigkeiten von $\leq \pm 0,006^\circ$, die eine absolute Winkelposition liefern. Dabei handelt es sich um kapazitive Drehwinkelsensoren, die aus einer jeweils 2 mm dicken Stator- und Rotorleiterplatte bestehen, die in einem Abstand von $0,6 \pm 0,1$ mm angeordnet werden. Die kontaktlose Electric Encoder™ Technologie liefert, laut Herstellerangaben, genaue Positionsmessungen durch die Modulation eines elektrischen Feldes. Dazu befinden sich auf der Rotorleiterplatte mehrere Spuren von sich wiederholenden, sinusförmigen Elektroden, während sich auf dem Stator sich wiederholende, rechteckförmige Elektroden angeordnet sind [Net01].

In [DE1020] und [HSG13] ist ein induktiver Positionssensor beschrieben, der in Leiterplattentechnik umgesetzt wurde. Hierbei wurde eine Spulenanordnung sowohl in Flexleitertechnik sowie als starre Leiterplatte realisiert. Als Koppellement wird ein

ferromagnetisches Objekt eingesetzt [BWS18]. In Abbildung 3 ist ein induktiver Positionssensor in Leiterplattentechnik gezeigt, der für Drosselklappenbewegungen eingesetzt wird. Die Winkelbestimmung erfolgt kontaktlos und somit verschleißfrei. Der Rotor aus Kunststoff ist mit einer vermutlich aufgedruckten Kurzschlusswindung versehen, Sende- und Empfängerspule samt Auswerteelektronik sind dagegen in Leiterplattentechnik ausgeführt [Hel20].

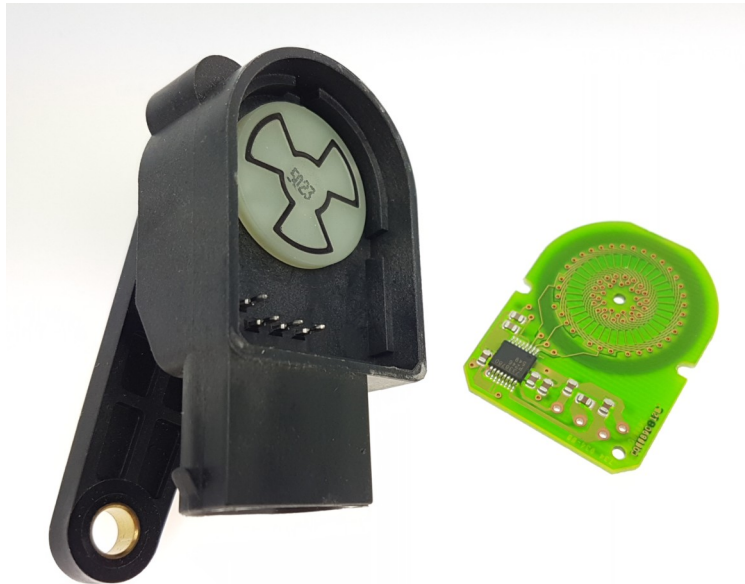


Abbildung 3: CIPOS-Drehwinkelsensor der Firma Hella

In [CIC10] sind induktive Positionssensoren in Leiterplattentechnik für lineare und rotative Anwendungen beschrieben, die mit einem LC-Resonator, d.h. mit einem Resonanzkreis als Positionsgeber, arbeiten.

In [BMBF10] wurde ein Montagesensor für fluidische Schnellkupplungen unter anderem in Leiterplattentechnik untersucht, der als LC-Schwingkreis realisiert. Der Schwingkreis wird hier durch eine Spule mit hoher Kupferauflage und einem Interdigitalkondensator mit dünner Kupferauflage gebildet, der im geöffneten Zustand Luft als Dielektrikum auf seiner Oberseite sieht. Beim Annähern des Steckers, mit einem entsprechend ausgeformten Teller, an die Kupplung mit dem Sensor ändert sich das Dielektrikum von Luft zu Kunststoff, womit sich eine Kapazitätsänderung ergibt. Diese führt folglich auch zu einer Änderung der Resonanzfrequenz des Schwingkreises. Diese wiederum wird drahtlos ausgelesen. Hierzu wird mittels einer Sendespule ein Frequenzbereich durchfahren. Beim Erreichen der Resonanzfrequenz des Schwingkreises kann eine Dämpfung der ausgesendeten Wechselspannung detektiert werden. Das gleiche Prinzip kommt auch bei

der elektronischen Artikelsicherung (EAS) in Kaufhäusern zum Einsatz und nutzt das freigegebene ISM-Band von 7.4 ... 8.8 MHz [Fin06]. Der Montagezustand der fluidischen Schnellkupplung wird also auf eine Kapazitätsänderung des Schwingkreises, der als Sensor fungiert, abgebildet.

Die Firma Netzsch vertreibt Einweg-Sensorelemente als Flexleiter - das sind Folien aus Polyimid, die mit Methoden der Leiterplattenherstellung strukturiert werden - die Elektroden als Interdigitalstrukturen tragen, um damit Impedanzspektroskopie zu betreiben. Der Hersteller beschreibt dies als dielektrische Analyse (DEA) und misst damit Vernetzungsgrade von Duromeren.

2.3. Ausleseelektroniken für kapazitive Sensoren

In den nachfolgenden Unterkapiteln werden verschiedene Ausleseelektroniken für kapazitive Sensoren vorgestellt, die ein mögliches Teilgebiet leiterplattenbasierter Sensoren darstellen. Da die Ausleseelektroniken idealerweise nahe am Sensorelement platziert sind, um bspw. Störeinflüsse durch lange Leitungen zu vermeiden, sind sie zumeist fester Bestandteil kapazitiver Sensoren.

2.3.1. Kapazität-Spannungs-Wandler

Kapazitäten lassen sich unter anderem mit Kapazität-Spannungs-Wandlern (engl. Capacitance-to-Voltage-Converter, CVC), wie er in Abbildung 4 links dargestellt ist, in ein elektrisches Signal überführen, um kapazitive Positionssensoren (als Alternative zu Laserinterferometern), Drucksensoren, Feuchtesensoren, MEMS-Beschleunigungssensoren und Gyroskope auszulesen [Ala10], [Bij18], [Lic06], [Loe99], [Roy17], [Utz17].

Zudem kann durch das Laden eines Kondensators über einen Widerstand oder eine Stromquelle und schnelles Entladen beim Erreichen eines Schwellwertes ein Relaxationssoszillator aufgebaut werden, wie er in Abbildung 4 rechts dargestellt ist. Alternativ dazu kann die externe Beschaltung auch so angeordnet werden, dass die Polarität des Ladestromes geändert wird, wenn ein Schwellwert erreicht ist. Dies erzeugt dann ein eher dreieckiges Signal anstatt einen Sägezahns. Derartige Schaltungen sind kostengünstig, einfach und erreichen bei sorgfältigem Design eine Frequenzstabilität von besser als 1%. So können, mit als Komparator beschaltete Operationsverstärker, diskreten Komparatoren, speziellen Timer-Bausteinen oder CMOS-Logikgattern, Relaxationssoszillatoren realisiert werden.

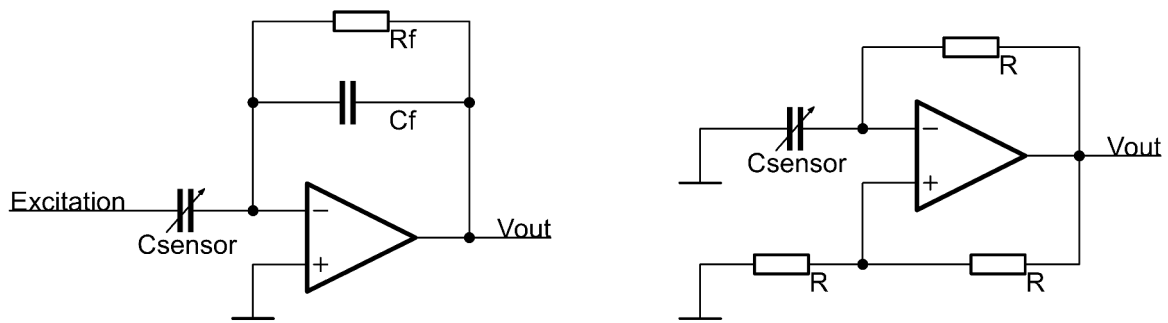


Abbildung 4: Kapazität-Spannungs-Wandler (links), Relaxationsoszillator (rechts)

Die Kapazität C_{Sensor} des Kondensators und der Widerstand R bilden hierbei ein RC-Glied mit der Zeitkonstante τ

$$\tau = R * C_{\text{Sensor}} \quad (2-1)$$

Bei einem derartigen Relaxationsoszillator wiederholen sich die Lade-Entladevorgänge kontinuierlich mit einer Periode von $2,2 \cdot R \cdot C_{\text{sensor}}$. Am Ausgang des Komparators oder des Logikgatters steht dann ein rechteckförmiges Signal zur Verfügung [Hor15].

Der Relaxationsoszillator kann demnach dazu verwendet werden, kapazitive Sensoren auszulesen. Die Größe der Kapazität ist indirekt proportional zur gemessenen Frequenz am Ausgang des Oszillators. Dazu wird die Kapazität des RC-Gliedes ganz oder teilweise von einem kapazitiven Sensorelement gebildet. Allerdings eignet sich das Prinzip nicht für hochauflösende kapazitive Sensoren und kommt daher vorwiegend in einfachen Anwendungen wie Touchsensoren zum Einsatz, bei denen nur zwei Zustände erkannt werden müssen. Grund hierfür ist einerseits die Temperaturempfindlichkeit des RC-Gliedes, wobei die Temperaturkoeffizienten sowohl des Widerstands als auch des Kondensators einzeln eingehen, andererseits lassen sich mit diesem Prinzip keine differentiellen Kondensatoranordnungen auslesen.

Darüber hinaus können astabile Kippschaltungen verwendet werden, bei denen die Kapazität des Sensorelements einbezogen wird, um entweder deren Frequenz oder Tastverhältnis zu verändern [Goe01, Tie99].

Diese Lösungen stellen ein quasi-digitales Signal bereit. Die eigentliche Digitalisierung der Signale und deren veränderlicher Frequenz oder veränderlichen Tastverhältnisses erfolgt bspw. direkt über die Logikeingänge eines Mikrocontrollers, um den Messwert in ein

digitales Abbild zu überführen. Alternativ kann am Ausgang des Oszillators auch ein Tiefpassfilter platziert werden, um den zeitlichen Mittelwert zu bilden. Für die Digitalisierung kommt dann ein ADC zum Einsatz.

2.3.2. Mikrocontroller zum Auslesen kapazitiver Sensoren

Mit Mikrocontrollern selbst können kapazitive Sensoren ausgelesen werden. Hierfür bieten Hersteller wie bspw. Microchip ausgewählte Schaltkreise an, die über entsprechende Möglichkeiten verfügen und die auf verschiedenen Ansätzen basieren. Genannt werden sollen hier die Charge Time Measurement Unit (CTMU), der Capacitive Voltage Divider (CVD) oder auch das Capacitive Sensing Module (CSM). Die Ansätze CTMU und CVD basieren auf einer Spannungsmessung. Beim CTMU-Verfahren kommt eine interne Konstantstromquelle zum Einsatz [Dav10]. Für relative Kapazitätsmessungen wird die angeschlossene Kapazität des Sensorelements mit der internen Konstantstromquelle in einer definierten Zeit aufgeladen. Mit

$$I = C \cdot \frac{dU}{dt} \quad (2-2)$$

wobei I der Strom, dU die Spannungsänderung pro Zeit dt sind, wird durch Umstellen nach der Spannung U

$$U = \frac{I \cdot t}{C} \quad (2-3)$$

deutlich, dass eine Spannung gemessen werden kann, die mit der Kapazität des angeschlossenen Kondensators korreliert, wenn der Strom I und die Zeit t konstant gehalten werden. Für absolute Kapazitätsmessungen ist es notwendig, die interne Stromquelle zu kalibrieren [Yed11]. Es wird auch deutlich, dass eine Limitierung durch die vertikale Auflösung des im Mikrocontroller vorhandenen ADCs sowie die zeitliche Auflösung und Stabilität des Taktes im Mikrocontroller gegeben ist.

Die Konstantstromquelle ist mit dem ADC des Mikrocontrollers verbunden. An die CTMU-Konstantstromquelle und den ADC ist ein Schalter angeschlossen, damit die akkumulierte Ladung abgeleitet werden kann. Zur Ansteuerung der Konstantstromquelle stehen zwei externe Pins zur Verfügung. Ein Ausgangspin ist auch für die CTMU-Nutzung verfügbar. Für einen kapazitiven Touch werden die externen Pins zum Triggern der CTMU und der CTMU-Ausgangspin nicht verwendet [Bo09].

Beim CVD-Verfahren kommt ebenfalls die interne Stromquelle zum Einsatz. Das Verfahren führt eine relative Kapazitätsmessung durch, die auf der Größe des internen Sample and Hold (S&H) Kondensators des ADCs basiert. Daher ist das Verfahren nur für relative Kapazitätsmessungen geeignet. Absolute Kapazitätsmessungen erfordern eine Kalibrierung, da die Toleranzen des S&H-Kondensators, aufgrund von Herstellungstoleranzen, bis zu 20% betragen können. Darüber hinaus ist das Verfahren nur für konstante Umgebungsbedingungen geeignet, da sich diese ebenfalls auf die Kapazität des S&H-Kondensators auswirken.

Die Messung ist ein mehrstufiges Verfahren, bestehend aus den Phasen:

1. Aufladen
2. Verbinden der Kondensatoren und Ausgleichen der Ladungen
3. AD-Umsetzung
4. Vertauschen der Ladespannung und Wiederholung

In einem ersten Schritt werden die zwei Kapazitäten, d.h. die des extern angeschlossenen Kondensators und die des internen S&H-Kondensators, auf gegensätzliche Spannungen aufgeladen, d.h. der externe Kondensator auf V_{SS} und der interne Kondensator auf V_{DD} .

Im 2. Schritt werden die beiden Kondensatoren parallel geschaltet und die Ladungen ausgeglichen. Wenn sich die extern angeschlossene Kapazität z.B. eines kapazitiven Sensorelements verändert, verändert sich auch ihre initiale Ladung. Da die interne Kapazität konstant ist, verändert sich ihre initiale Ladung dagegen nicht. In Schritt 3 wird die Spannung an der internen Kapazität mittels des Analog-Digital-Umsetzers erfasst. Anschließend werden die Ladespannungen getauscht, das heißt der extern angeschlossene Kondensator auf V_{DD} und der interne Kondensator auf V_{SS} geladen und die Schritte 2 – 4 wiederholt. Die Differenz aus den zwei Einzelmessungen repräsentiert die Kapazität der extern angeschlossenen Kapazität. Das Verfahren wird auch als Differential CVD oder Charge-Balancing-Prinzip bezeichnet [Dav12].

Allerdings sind hierfür entsprechende Grundkapazitäten des Sensorelements erforderlich, die größer oder gleich der internen S&H-Kapazität des ADCs sind, und die Erfassung von Kapazitätsänderungen ist durch die Auflösung der in den Mikrocontrollern integrierten ADCs begrenzt. Daher eignen sie sich für hochauflösende kapazitive Sensoren nicht.

Eine weitere Möglichkeit stellt das CSM-Verfahren dar, bei dem ein Frequenzansatz genutzt wird und eine fest eingestellte Stromquelle und ein Komparator zum Einsatz kommen, um eine Schaltung zu realisieren, die ihre Frequenz abhängig von der Kapazität verändert. Die Schaltung basiert letztlich auf einem Relaxationsoszillator, wie er bereits zuvor vorgestellt worden ist, allerdings werden hierbei Chip-interne Logikgatter verwendet. Es handelt sich um einen freilaufenden RC-Oszillator, bestehend aus einem an den Controller angeschlossenen Widerstand und, parallel dazu geschaltet, der zu messenden Kapazität sowie zwei Chip-internen Komparatoren mit einem Set-Reset Latch (SR-Latch) - die einfachste Form eines bistabilen Multivibrators - um die Ladungsrichtung der Spannung der zu erfassenden Kapazität zu verändern [Ale10], [Per07]. Die Auflösung ist durch den Mikrocontroller und dessen Timer limitiert. Darüber hinaus lassen sich hiermit nur Einzelkapazitäten auslesen, weswegen auch dieses Verfahren für kapazitive Touchsensoren verwendet wird. Die Schaltung hat jedoch im Vergleich zu einem diskreten Aufbau den Vorteil, dass etwaige Temperatureinflüsse kompensiert werden können. Dazu können an den Mikrocontroller verschiedene Temperatursensoren, sowohl analoge wie Negative Temperature Coefficient (NTCs) als auch digitale, angeschlossen werden und eine Temperaturkompensation im Ablaufprogramm berücksichtigt werden.

Darüber hinaus gibt es diskrete Kapazität-Digital-Umsetzer (engl. Capacitance-to-Digital-Converter, CDC), von denen nachfolgend einige Beispiele vorgestellt werden.

2.3.3. Charge-Balance-Prinzip (Analog Devices AD774x)

Die CDCs der Serie AD774x von Analog Devices, mit den Schaltkreisen AD7745, AD7746 und AD7747, basieren auf einem 24 bit Σ - Δ Analog-to-Digital-Converter. AD7745 und AD7746 liefern bis zu 21 bit effektive Auflösung, weisen eine hohe Linearität ($\pm 0.01\%$), eine hohe Genauigkeit (± 4 fF) und einen Eingangsmessbereich von ± 4 pF auf. Beim AD7747 beträgt die effektive Auflösung 19,5 bit, die Linearität ebenfalls $\pm 0.01\%$ und die Genauigkeit ± 10 fF. Der Eingangsmessbereich liegt bei ± 8 pF. Alle drei Schaltkreise erlauben eine unveränderliche Gleichtaktkapazität von 17 pF, die durch einen programmierbaren Chip-internen Digital-to-Capacitance-Converter (CAPDAC) ausgeglichen werden kann. Die zugehörigen Blockschaltbilder sind in Abbildung 5 gezeigt.

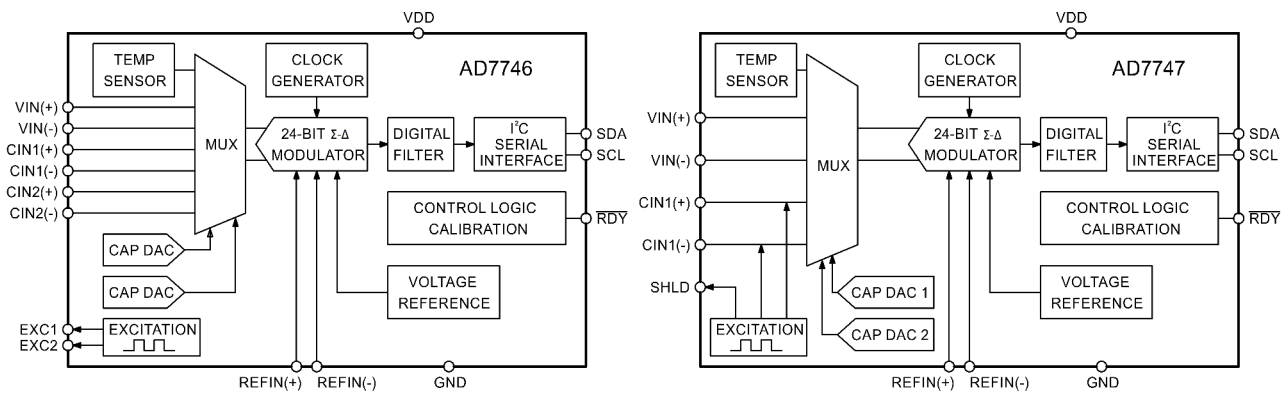


Abbildung 5: Blockschaltbilder der CDCs AD7746 (links) und AD7747 (rechts) von Analog Devices nach [AD01, AD02]

Während AD7745 und AD7747 über jeweils einen Kapazitätseingangskanal verfügen, sind es beim AD7746 zwei, die jeweils für single-ended oder differentiell angeschlossene kapazitive Sensoren konfiguriert werden können. Ansonsten sind AD7745 und AD7746 gleich und sind für den Betrieb von floatenden Kapazitäten entworfen worden, während der AD7747 für den Betrieb mit einer Elektrode gegen Masse vorgesehen ist. Darüber hinaus verfügt der AD7747 über die Möglichkeit von Shield bzw. Active Guard, auf deren Funktion in Kapitel 3.2 näher eingegangen wird. Eine weitere Besonderheit besteht darin, dass alle drei Schaltkreise über einen differentiellen Spannungseingang sowie einen differentiellen Referenzeingang verfügen, sodass auch resistive Temperatursensoren (engl. Resistance Temperature Device, RTD), Thermistoren bzw. NTCs oder Dioden als Temperatursensor direkt an die Schaltkreise angeschlossen werden können. Auf diese Weise ist eine sensornahe Temperaturerfassung möglich, was Vorteile bei der Temperaturkompensation mit sich bringen kann. Zusätzlich haben alle drei Schaltkreise einen Temperatursensor integriert, sodass Temperatureinflüsse vom Chip und vom Sensor getrennt behandelt werden können. Zum Erfassen der Kapazitäten wird beim AD7745 und AD7746 ein rechteckförmiges Anregungssignal mit einer Frequenz von 32 kHz auf die gemeinsame Elektrode eines differentiell angeschlossenen Kondensators gelegt, und der Modulator zeichnet kontinuierlich die Ladung, die durch den zu messenden Kondensator fließt, auf. Im Gegensatz dazu wird das Anregungssignal von 16 kHz beim AD7747 nur während der Messung auf den an den Schaltkreis angeschlossenen Kondensator gelegt und die fließende Ladung durch diesen kontinuierlich erfasst. Das Messprinzip wird als Charge-Balancing-Verfahren bezeichnet und entspricht dem bereits in Kapitel 2.3.2 beschriebenen CVD-Verfahren. Allerdings kommt hier als ADC ein 24-Bit Σ - Δ -Modulator zum Einsatz, der zunächst einen Bitstream aus Nullen und Einsen generiert. Dieser

wiederum wird von einem digitalen Filter 3. Ordnung gefiltert und das Messergebnis kann über die I²C-Schnittstelle ausgelesen werden [AD01], [AD02]. Nachteilig an den Schaltkreisen ist ihr vergleichsweise hoher Preis, der limitierte Eingangsmessbereich sowie die geringe Messwiederholrate, die direkt mit der Auflösung korreliert. Um eine effektive Auflösung von 21,1 bit bei AD7745 und AD7746 bzw. 19,5 bit beim AD7747 zu erreichen, sind Messwiederholraten von nur noch 8,2 Hz möglich.

2.3.4. Capacitance-to-Digital-Converter (Texas Instruments FDC2x1x)

Die CDCs der Familie FDC2x1x stellen eine weitere Möglichkeit dar, um kapazitive Sensoren auszulesen. Mit diesen Schaltkreisen wird ein LC-Schwingkreis drahtgebunden ausgelesen. Hierzu wird die Sensorkapazität an einen Ast des Parallelschwingkreises mit einem sogenannten Resonanzschaltungstreiber verbunden. Der Schaltkreis verfügt je nach Ausführung über zwei bzw. vier solcher Resonanzschaltungstreiber, hinter denen sich ein Multiplexer befindet, um durch die einzelnen Kanäle zu schalten. Das zugehörige Blockschaltbild ist in Abbildung 6 dargestellt.

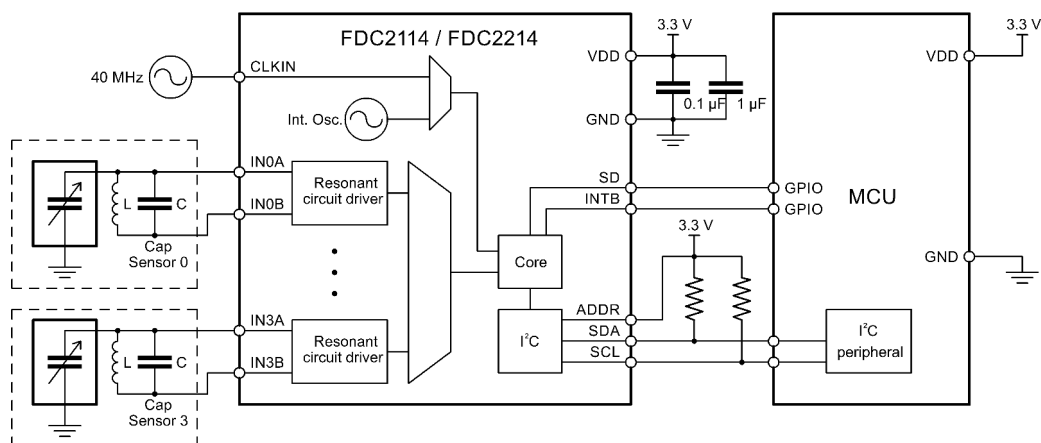


Abbildung 6: Blockschaltbild der Familie FDC2x1x nach [TI01]

Die Resonanzfrequenz wird entweder mit Hilfe einer internen oder einer extern angeschlossenen Frequenzreferenz vom sogenannten Core bestimmt. Die Auflösung der Resonanzfrequenzbestimmung beträgt laut Herstellerangaben 28 bit für den FDC2212 und den FDC2214. Für den FDC2112 bzw. FDC2114 beträgt sie dagegen 12 bit. Gleichzeitig können hohe Messwiederholraten von bis zu 4,08 bzw. 13.3 kSps erzielt werden. Aus der Bestimmung der Resonanzfrequenz des Sensors f_{SENSOR} kann, über

$$C_{\text{SENSOR}} = \frac{1}{L \cdot (2 \pi \cdot f_{\text{SENSOR}})^2} - C \quad (2-4)$$

mit der parallelen Kapazität C sowie der parallel angeschlossenen Induktivität L auf die eigentliche Kapazität C_{SENSOR} des Sensorelements geschlossen werden. Sensorkapazitäten können entweder single-ended oder als differentielle Sensorelemente und sowohl floatend als auch grounded angeschlossen werden. Die maximal zu bestimmende Sensorkapazität liegt, unter der Annahme einer 1 mH-Spule und einer Oszillatorfrequenz von 10 kHz, bei 250 nF. Die Resonanzfrequenz selbst kann von 10 kHz bis 10 MHz variieren [TI01]. Nachteilig bei diesem Schaltkreis ist der fehlende integrierte Temperatursensor bzw. die Möglichkeit, einen Temperatursensor mit anzuschließen. Gleichzeitig fällt der hochgradig nichtlineare Zusammenhang zwischen gemessener Frequenz und der zu bestimmenden Kapazität in 2-4 auf. In die Resonanzfrequenz gehen zudem die Temperaturkoeffizienten des Parallelschwingkreises mit ein, was das Messergebnis einer angeschlossenen Kapazität zusätzlich verfälscht und eine Temperaturkompensation des Sensors erschweren kann.

2.3.5. Capacitance-to-Digital-Converter (Texas Instruments FDC1004)

Der FDC1004 ist ein 4-kanaliger CDC mit einem Fullscale Range von ± 15 pF. Er kann zudem mit einem Kapazitätsoffset von bis zu 100 pF umgehen, entweder durch eine programmierte interne oder durch eine zusätzlich angeschlossene externe Kapazität. Er ähnelt der Familie AD774x, misst angeschlossene Kapazitäten jedoch massebezogen und bringt die Shield-Funktionalität des AD7747 mit. Er basiert, wie in Abbildung 7 zu erkennen ist, ebenfalls auf dem Charge-Balancing-Prinzip und verwendet dazu ebenfalls einen Σ - Δ Analog-to-Digital-Converter, allerdings beträgt die Anregungsfrequenz hier 25 kHz. Die effektive Auflösung liegt bei 16 bit, bei einer Messwiederholrate von 100 Sps [TI02]. Auch hier fehlt ein interner Temperatursensor bzw. die Möglichkeit, einen externen Temperatursensor anzuschließen.

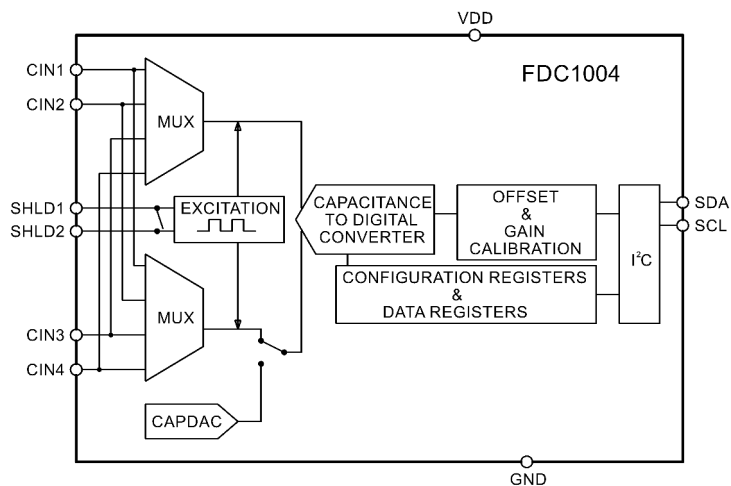


Abbildung 7: Blockschaltbild des FDC1004 nach [T102]

2.4. Capacitance-to-Digital-Converter auf Basis von TDCs

Dem in dieser Arbeit verwendeten CDC, der in den späteren Sensorbeispielen zum Einsatz kommt, wird ein eigenes Unterkapitel gewidmet.

Den Kern der PicoCap-Serie bildet ein Time-to-Digital-Konverter mit einer Zeitauflösung von $\sim 22\text{ps}$ zusammen mit einem Kapazitätsfrontend (engl. Capacitance Measurement Unit, CMU) sowie einem Widerstandsfrontend (engl. Resistance Measurement Unit, RMU), das für eine Temperaturerfassung mittels resistiver Temperatursensoren vorgesehen ist (engl. Temperature Measurement Unit, TMU). Die PicoCap-Serie besteht aus derzeit drei unterschiedlichen, kommerziell verfügbaren Schaltkreisen namentlich PCap01, PCap02 sowie PCap04. Der Schaltkreis PCap03 ist nach der Entwicklung nicht in die Kommerzialisierung übergegangen. Da hiervon nur frühe Ingenieurmuster vorliegen, wird in dieser Arbeit nicht näher auf diesen Schaltkreis eingegangen, obgleich bei der Entstehung dieser Arbeit Muster vorlagen. Den Fokus der Arbeit bildet der PCap01, da dieser für die später gezeigten Sensoraufbauten zum Einsatz kam. Das zugehörige Blockschaltbild des PCap01 ist in Abbildung 8 dargestellt.

Die CMU des PCap01 verfügt über 4 wählbare Entladewiderstände (10k, 30k, 90k und 180k) sowie die Möglichkeit, einen externen Entladewiderstand anzuschließen. PCap01AD im QFN32-Package hat dabei alle Anschlüsse vom Die nach außen geführt, hingegen sind beim PCap01AK im QFN24-Package nur ausgewählte Anschlüsse nach außen geführt. PCap01AD verfügt über 8 Kapazitätseingänge, im Blockschaltbild als PC0 bis PC7 bezeichnet und in der Firmware als TC0 bis TC7 geführt, PCap01AK dagegen nur über 6.

Beide verfügen mit der Oscillator Control Unit über einen internen Oszillator als Taktquelle, der für ein chip-internes RC-Glied konfiguriert werden kann. Allerdings sind nur am PCap01AD OXIN und OXOUT herausgeführt, sodass hier ein Keramikresonator oder ein Quarz angeschlossen werden können. Über OXOUT kann zudem das Signal eines externen Taktgebers, z.B. eines Quarzoszillators, eines temperaturkompensierten Quarzoszillators o.ä., direkt eingespeist werden.

Darüber hinaus verfügt der PCap01 über einen einmalig beschreibbaren Speicher (One Time Programmable – OTP), in dem eine Firmware samt Konfiguration gespeichert werden kann, über ein SRAM, in dem die Firmware zur Laufzeit geladen wird, sowie über einen 48 bit Digital Signal Processor (DSP), der mit etwa 100 MHz getaktet ist.

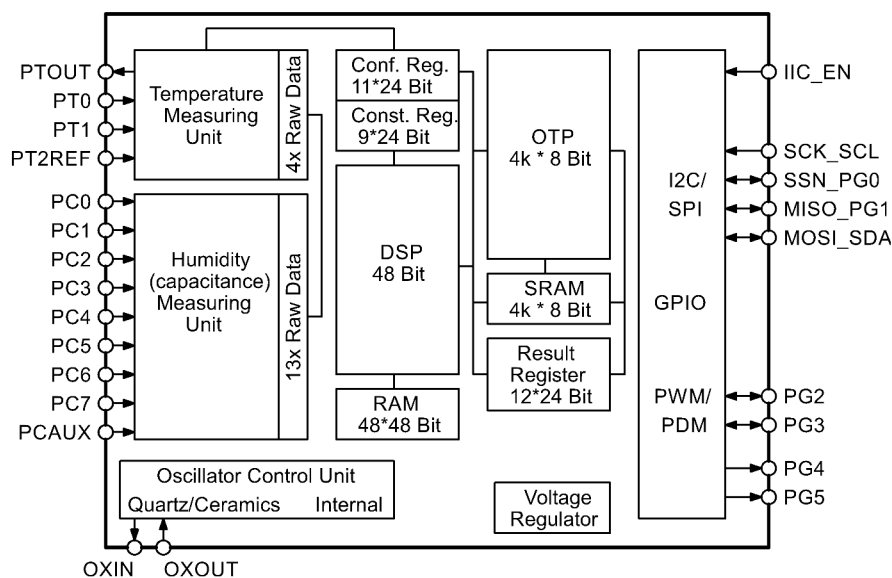


Abbildung 8: Blockschaltbild PCap01 nach [ACA01]

Das Messprinzip des Schaltkreises unterscheidet sich von den bisher beschriebenen dadurch, dass hier die Entladezeit gemessen wird, allerdings wird dazu auch hier ein RC-Glied genutzt. Zunächst wird der extern angeschlossene Kondensator, dessen Kapazität bestimmt werden soll, auf die Versorgungsspannung des Schaltkreises aufgeladen. Anschließend wird der Kondensator auf einen auswählbaren Entladewiderstand geschaltet und dabei chipintern ein Start-Impuls erzeugt, mit dem der TDC gestartet wird. Überstreicht die Entladekurve eine bestimmte Spannungsschwelle, die über eine interne, justierbare Bandgap-Referenz bereitgestellt und an einen Komparator angeschlossen ist, der in Abbildung 9 als Schmitt-Trigger eingezeichnet ist, wird ein Stop-Puls erzeugt, der den TDC stoppt. Der Zählerstand des TDCs steht anschließend in einem Register zur Verfügung und kann mittels DSP aus den entsprechenden Speicherbereichen ausgelesen

und weiterverarbeitet werden. Anschließend wird der Kondensator erneut auf die Versorgungsspannung aufgeladen und der zuvor beschriebene Zyklus wiederholt sich [ACA01, ACA02, ACA03].

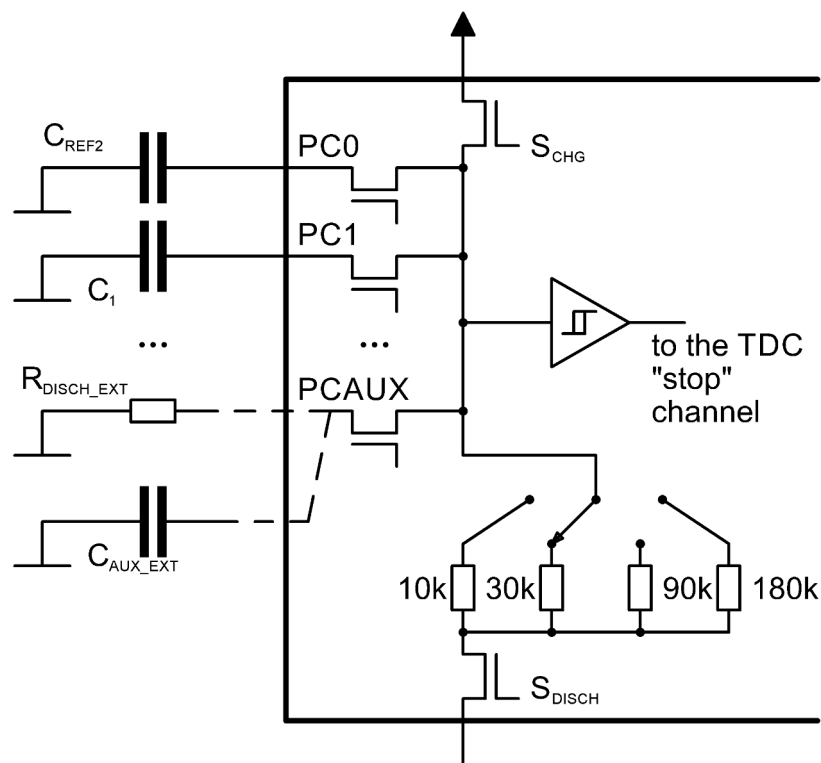


Abbildung 9: CDC Frontend PCap01 nach [ACA01]

Der im PCap01 zum Einsatz kommende TDC basiert auf dem Verfahren Digital-Delay-Line. Neben der grundsätzlichen Möglichkeit, Multi Hit Events zu detektieren, erlaubt das Verfahren einen Messbereich von einigen μs , Auflösungen bis zu 10ps bei Einzelmessungen und kurze Wandlungszeiten bis unter 5ns.

Das zugrundeliegende Funktionsprinzip dieses TDC beruht auf einem Ringoszillator (siehe Abbildung 10), einer Kette aus einer geraden Anzahl N an Inverterstufen, wobei der Ausgang der letzten Inverterstufe zurück auf den Eingang der ersten Inverterstufe geführt ist. Sie bildet den sogenannten Fine Counter. Am Ausgang der letzten Inverterstufe befindet sich ein Zähler, der sogenannte Coarse Counter, der zählt, wie oft der Ring durchlaufen wurde.

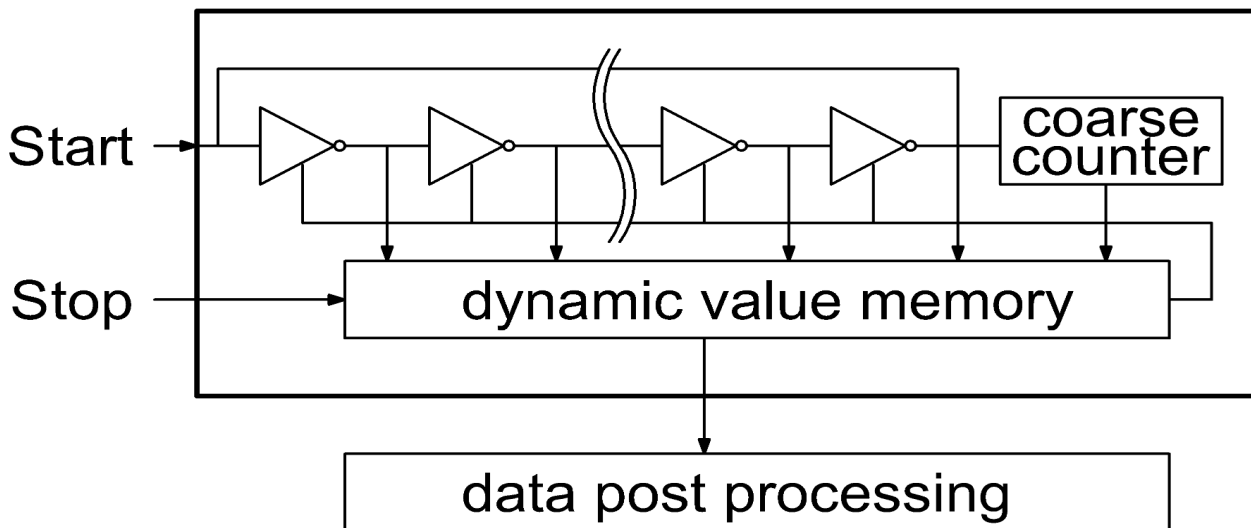


Abbildung 10: Funktionsprinzip Digital-Delay-Line nach [ACA05]

Ein Startpuls am Eingang durchläuft nacheinander die einzelnen Inverterstufen mit einer Durchlaufzeit t_{delay} . Das ist diejenige Zeit, die ein Puls beim Anlegen am Eingang benötigt, um am Ausgang invertiert detektiert werden zu können. Am Ausgang der N -ten Inverterstufe angekommen wird der Puls zurück auf den Eingang der ersten Inverterstufe geführt und der Coarse Counter zählt um Eins hoch. Der Puls zirkuliert im Ring solange, bis ein Stop-Puls das System stoppt. Durch Auslesen des Coarse Counters kann bestimmt werden, wie oft der Puls den Ringoszillator durchlaufen hat. Liest man die Ausgänge der einzelnen Inverterstufen aus, lässt sich bestimmen, an welchem der Gatter sich der Puls aktuell befindet. Daher wird dieses Prinzip auch als Tapped Delay Line bezeichnet.

Die Durchlaufzeit der Gatter ist im Mittel wohl bekannt und bildet mit dem Coarse Counter und dem Fine Counter einen digitalen Messwert, der die Entladezeit des RC-Gliedes repräsentiert. Allerdings steigt die intrinsische Geschwindigkeit, mit der der Puls ein Gatter durchläuft, mit der Spannung und fällt mit der Temperatur. Daher ist eine Korrektur der Temperatur- und Spannungsabhängigkeit erforderlich. Dies erfolgt für die beiden Messbereiche, in denen der TDC betrieben werden kann, unterschiedlich.

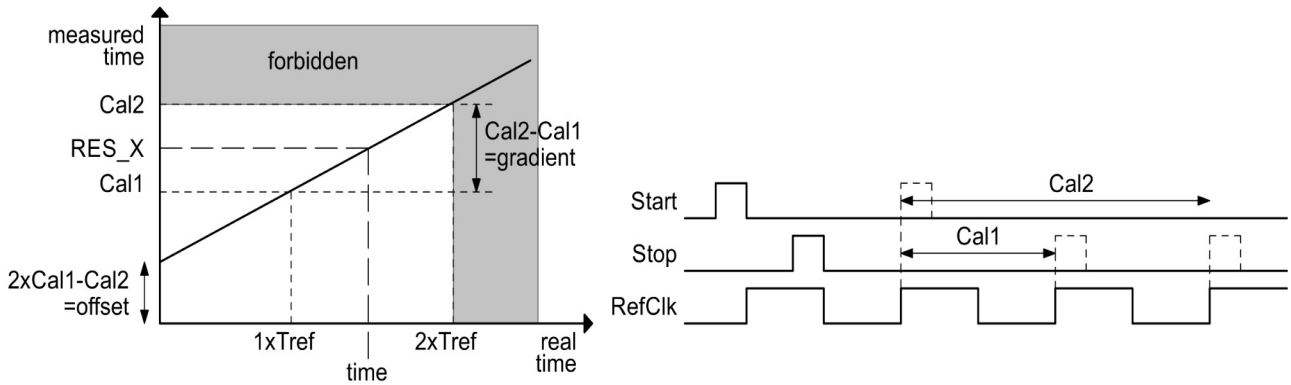


Abbildung 11: Messbereich 1 nach [ACA05]

Im Messbereich 1 werden zwei Perioden des Referenztaktes, wie in Abbildung 11 dargestellt, gemessen. Die Differenz der Zeitmarken für Stop V_{stop} und Start V_{start} wird durch die Differenz der Kalibrationsmessung von cal2 und cal1 dividiert.

$$t = \frac{V_{stop} - V_{start}}{cal2 - cal1} \cdot t_{Ref} \quad (2-5)$$

Damit geht auch die Genauigkeit des Kalibriertaktes t_{Ref} in die Genauigkeit des Ergebnisses ein. Die geforderte Genauigkeit für die Referenz hängt demnach vom Messbereich ab. Der Quantisierungsfehler ist dabei Gauss-verteilt, sodass eine Mittelung über mehrere Messungen das Rauschen minimiert [ACA05].

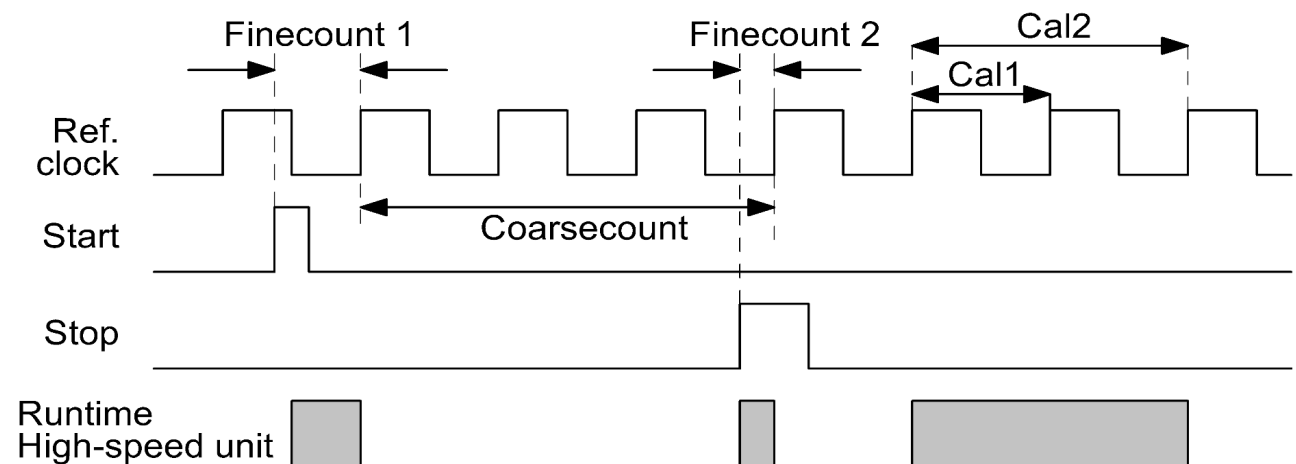


Abbildung 12: Zeitliche Abfolge im Messbereich 2 nach [ACA05]

Daher gibt es einen erweiterten Messbereich, der als Messbereich 2 bezeichnet wird und in Abbildung 12 gezeigt ist. Der Vorteiltakt ermöglicht hierbei große Zeitintervalle und einen Messbereich bis in den Millisekundenbereich bei gleichbleibender Auflösung. Der Referenztakt dient dabei auch der Kalibration des TDCs. Gleichzeitig reduziert sich die

Stromaufnahme gegenüber Messbereich 1. Im Messbereich 2 werden zwei TDC Fine Counts (FC1 und FC2) und ein Coarse Count (CC) miteinander verrechnet und auf die Periodendauer t_{Ref} skaliert. Dabei wird der Messwert zu:

$$MW = \left(\frac{FC1 - FC2}{cal2 - cal1} + CC \right) \cdot t_{Ref} \quad (2-6)$$

berechnet. Mit

$$\tau = \frac{MW}{2^{17}} \cdot \frac{1}{f_{Ref}} \quad (2-7)$$

können, im Messbereich 2, schließlich die Messwerte MW einer Messung aus den jeweiligen Ergebnisregistern zusammen mit der Frequenz des Referenztaktes t_{Ref} in Entladezeiten τ umgerechnet werden. Der Faktor 2^{17} ergibt sich dabei aus der Fixed Point Position im Ergebnis nach der Berechnung [Hen10], [ACA04].

Wie Analog-Digital-Umsetzer und Digital-Analog-Umsetzer, so weisen auch TDCs die üblichen Linearitäts- und Offsetfehler, wie in Abbildung 13 gezeigt, auf, die Teil des Messwertes der Entladezeitmessung der Kapazität sind und einer Korrektur bedürfen.

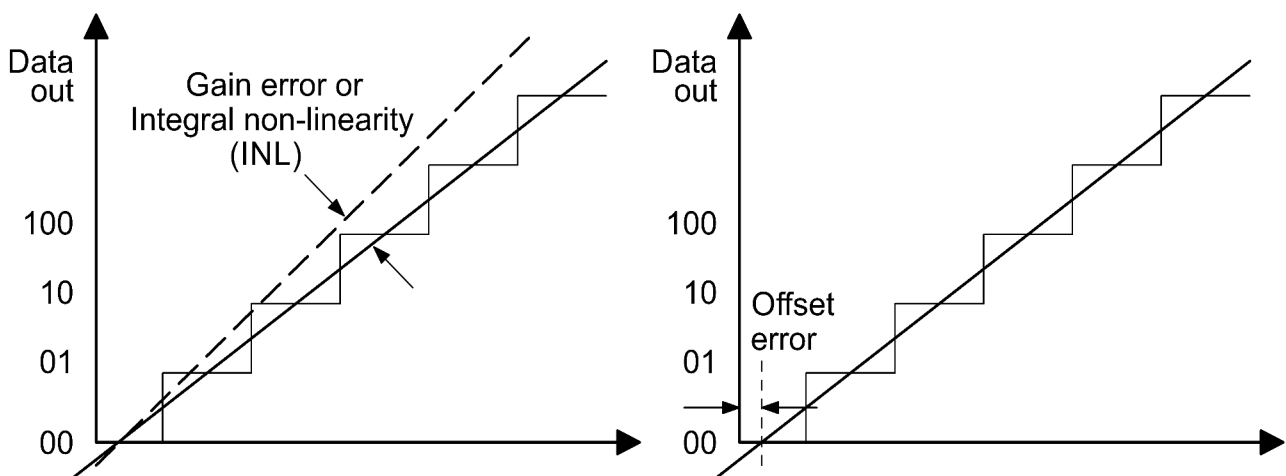


Abbildung 13: Linearitäts- und Offsetfehler von TDCs nach [ACA05]

Wie bereits erwähnt, verfügt der PCap01 über vier verschiedene, integrierte Entladewiderstände, die je nach Größe der Sensorkapazität zu wählen sind (Tabelle 1). Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, einen externen Entladewiderstand anzuschließen, um so die Entladezeit optimal an die Sensorkapazität anzupassen.

Tabelle 1: Sensorkapazität und zugehöriger Entladewiderstand [ACA01]

Eingangskapazität	Entladewiderstand	τ
<100 pF	180k Ω	18 μ s
<300 pF	90k Ω	27 μ s
<1 nF	30k Ω	30 μ s
<3,5 nF	10k Ω	35 μ s

Im Datenblatt wird darauf hingewiesen, dass zusätzlich zur Sensorkapazität auch noch Streukapazitäten von 10 bis 40 pF vom Chippackage und den Drahtbonds zu berücksichtigen sind.

Was das Messprinzip der Entladezeitmessung mittels TDC besonders auszeichnet, ist der extrem geringe Energieverbrauch. Die Ladung Q berechnet sich aus der Spannungsdifferenz ΔU und der Kapazität C:

$$Q = \Delta U \cdot C = (U_1 - U_2) \cdot C \quad (2-8)$$

Zusammen mit der Anzahl N an zu messenden Kapazitätswerten C_{AVG} , über die gemittelt wird, und der Messwiederholrate f_{AVG} lässt sich der während der Messung fließende Strom bestimmen:

$$I = Q \cdot N \cdot C_{AVG} \cdot f_{AVG} \quad (2-9)$$

Mit dem gewählten Entladewiderstand R lässt sich dann die Verlustleistung P für die Entladezeitmessung ermitteln:

$$P = R \cdot I^2 \quad (2-10)$$

Nachfolgend sei ein Beispiel für eine typische Messung gegeben. Dabei wird angenommen, dass ein Entladewiderstand von 180kΩ gewählt sei und ein differentieller Kondensator mit je 5pF, d.h. N=2 gemessen werden soll. Dazu werden die Kondensatoren auf die Spannung $V_1 = 3,3V$ aufgeladen und die Entladezeit bis zur Entladespannung $V_2 = 1,65V$ gemessen. Mit 2-8 ergibt sich eine Ladung von:

$$Q = (3,3V - 1,65V) \cdot 5pF = 1,65V \cdot 10pF = 8,25pC \quad (2-11)$$

je Kondensator. Mit einer Messwiederholrate von $f=12,1Hz$ und einer Anzahl von Werten, über die gemittelt wird, $C_{AVG}=4096$ ergibt sich ein Strom von:

$$I = 8,25pF \cdot 2 \cdot 4096 \cdot 12,1Hz = 817,7664 \mu A \quad (2-12)$$

Daraus lässt sich die Verlustleistung zu:

$$P = 180k\Omega \cdot (817,7664 \mu A)^2 = 120,37nW \quad (2-13)$$

bestimmen. Anhand dieser Leistungsaufnahme lässt sich erkennen, dass eine kapazitive Messung auf Basis von Entladezeitmessung extrem energiesparend ist. Hierzu muss jedoch noch die Leistungsaufnahme für die Kompensationsmessung, den Betrieb des TDCs, die Berechnung der Ergebnisse im DSP sowie die Datenübertragung hinzuaddiert werden.

2.4.1. Standardfirmware

In der Standardfirmware des Herstellers kann der Anwender zwischen verschiedenen Messmodi entscheiden. Hierfür stehen die Messmodi floatend oder grounded zur Verfügung, darüber hinaus kann zwischen single-ended und differential gewählt werden. Zudem kann zwischen vier internen Entladewiderständen 10 kΩ, 30 kΩ, 90 kΩ 180 kΩ oder einem extern angeschlossenen Entladewiderstand gewählt werden.

In der Standardfirmware wird zur Bestimmung einer unbekannt Kapazität eine Verhältnisbildung vorgenommen. Dabei fungiert der Kapazitätsport TC0 als Eingang für eine Referenzkapazität, ein Festkondensator mit idealerweise geringem Temperaturkoeffizienten und bekannter Kapazität. Diese wird daher im besten Fall von einem qualitativ hochwertigen Kondensator gebildet, bspw. vom Typ NP0/C0G. Durch Messung einer unbekannt Kapazität, bspw. von einem Sensor an den Kapazitätsports TC1 bis TC7, und die Verhältnisbildung mit einer bekannten Referenzkapazität an TC0 kann auf die unbekannt Kapazitäten geschlossen werden. Dabei kürzen sich die

Einflüsse des Entladewiderstandes und dessen Absolutwertes heraus. Allerdings müssen die Referenzkapazität und der Entladewiderstand so gewählt werden, dass sie zur unbekanntenen Kapazität und der gewählten Entladezeit passen.

2.4.2. Messmodi

Im PCap01 stehen zwei verschiedene Messmodi zur Verfügung, die als Messbereich 1 und Messbereich 2 bezeichnet werden. Der Messbereich 2 steht nur bei angeschlossener externer Taktquelle (bspw. Keramikresonator, Quarz oder Quarzoszillator) zur Verfügung und damit ausschließlich am PCap01AD.

Die zwei Messbereiche resultieren daraus, dass der Kern des PCap01 von einem TDC gebildet wird.

Im Grundmessbereich wird die gesamte Zeitdifferenz mit dem Hochgeschwindigkeitsmessteil des TDCs gemessen. Mit dem Startsignal wird die Einheit gestartet und beginnt mit der Quantisierung, und mit dem Stop-Signal wird der momentane interne Zustand, aus dem dann die gemessene Zeitdifferenz rekonstruiert wird, abgespeichert. In diesem Messbereich lassen sich Zeitdifferenzen bis ca. 10-15 μ s vermessen. Darüber hinaus machen sich Rauschen und andere analoge Effekte bemerkbar, so dass dann die Standardabweichung des Ergebnisses merklich zunimmt. Bei Einhalten obiger Regel kann man die Standardabweichung unter 1 Least Significant Bit (LSB) halten, sie liegt bei Zeitdifferenzen von $< 5 \mu$ s im Bereich von 0.5 - 0.7 LSB [ACA04].

Im Messbereich 1 werden die Messwerte (MW) in den Ergebnisregistern über

$$\tau = MW * 22 \text{ ps} = C * R \quad (2-14)$$

in Entladezeiten umgerechnet. Ist eine Mittelung in der Konfiguration vorgesehen, liegen akkumulierte Messwerte in den Ergebnisregistern vor, wobei die Standardfirmware eine Mittelungsrate berücksichtigt und die entsprechende Division durch die Anzahl der Mittelwerte durchführt. Mit

$$C = \tau / R \quad (2-15)$$

wobei für R der gewählte Entladewiderstand einzusetzen ist, kann auf die gemessene Kapazität geschlossen werden.

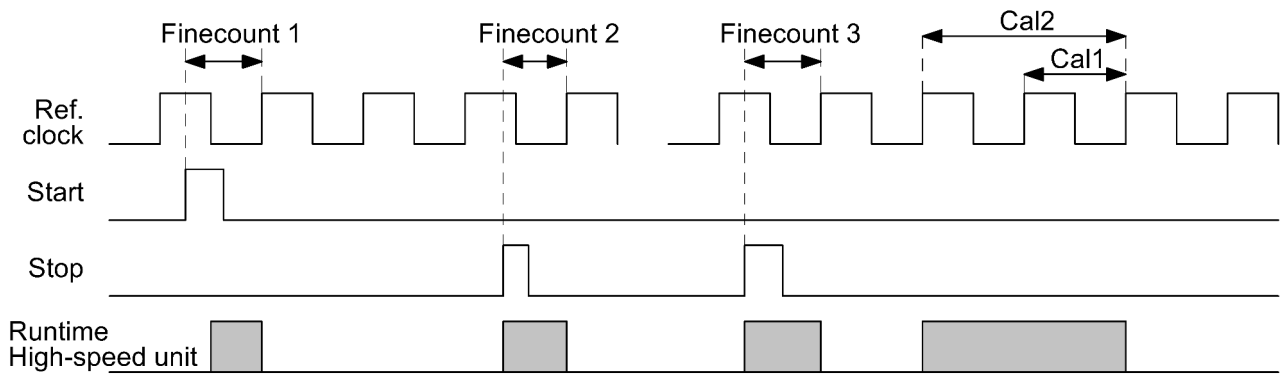


Abbildung 14: Zeitliche Abfolge beim Vorteilerverfahren nach [ACA05]

Da es zahlreiche Anwendungen für TDCs gibt, die in einem Messbereich liegen, der unmöglich mit dem Grundverfahren sinnvoll abgedeckt werden kann, wurden Vorteilerverfahren eingeführt. Diese ermöglichen es, ohne Verschlechterung der Standardabweichung, den Messbereich praktisch beliebig zu erweitern. Wie man in Abbildung 14 erkennt, wird bei diesem Prinzip vom Start einer zu messenden Zeitdifferenz bis zur nächsten steigenden Flanke des Kalibriertaktes mit der Messeinheit gemessen (FC1). Danach startet ein Zähler, der die ganzen Perioden des Vorteilervers zählt. Mit der Stop-Flanke der Zeitdifferenz wird die Messeinheit wieder gestartet und mit der nächsten Flanke des Kalibriertaktes gestoppt (FC2). Zur Kalibration können im weiteren Verlauf eine und zwei Perioden des Kalibriertaktes ausgemessen werden. Mit Formel 2-6 kann dann der Messwert MW berechnet und mit Formel 2-14 in eine Entladezeit überführt werden. Die maximal messbare Zeitdifferenz ist jetzt nur noch von der Tiefe des Vorteilervers abhängig und kann damit praktisch jeden beliebigen Wert annehmen. Man erkennt auch, dass die eigentliche Messeinheit nur noch zeitweise in Betrieb ist. Die Zeit, in der die Messeinheit aktiv ist, ist hier praktisch unabhängig von der gemessenen Zeitdifferenz. Das hat sehr große Vorteile bei der Stromaufnahme, die in diesem Messmodus bei größer werdender Messzeit praktisch nicht mehr ansteigt [ACA04].

Im Messbereich 2 werden zwei TDC Fine Counts und ein Coarse Counts verrechnet und somit auf t_{Ref} skaliert. Dabei wird der Messwert MW chipintern über

$$MW = \left(\frac{FC1 - FC2}{cal2 - cal1} + CC \right) \cdot t_{Ref} \quad (2-16)$$

berechnet. Allerdings wird hierbei der Messwert in Vielfachen des HF-Taktes im Ergebnisregister ausgegeben. Ist eine Mittelung in der Konfiguration vorgesehen, liegen akkumulierte Messwerte in den Ergebnisregistern vor, wobei die Standardfirmware eine Mittelungsrate berücksichtigt und die entsprechende Division durch die Anzahl der Mittelwerte durchführt. Über

$$\tau = MW / 2^{17} * t_{Ref} \quad (2-17)$$

mit

$$t_{Ref} = 1 / f_{Ref} \quad (2-18)$$

kann der Messwert in eine Entladezeit τ überführt werden, wobei f_{Ref} die Taktfrequenz einer extern angeschlossenen Taktquelle ist. Für einen Keramikresonator mit 4 MHz sind entsprechend 250 ns einzusetzen. Der Faktor 2^{17} ergibt sich dabei aus der Fixed Point Position im Ergebnis nach der Berechnung.

Laut Herstellerangaben ist der Messbereich 2 nur für große Kapazitäten (>100 nF), d.h. wenn die Entladezeiten sehr lang werden, geeignet, da in diesem Messbereich bis zu 100 μ s lang gemessen werden kann. Allerdings ist es für diesen Messbereich erforderlich, dass die externe Taktquelle kontinuierlich aktiv ist.

In Kapitel 3.4 wird gezeigt, dass der Messbereich 2 insbesondere auch für Anwendungen mit sehr kleinen Kapazitäten und Kapazitätsänderungen geeignet ist.

2.4.3. Kompensationsmessung

Abhängig vom Messmodus können verschiedene Kompensationsmessungen durchgeführt werden. Man unterscheidet dabei zwischen interner und externer Kompensationsmessung. Im Messmodus grounded kommt nur die interne Kompensationsmessung (4) zum Tragen, im Messmodus floatend kann sowohl eine interne (1), (2) und (3), als auch die externe Kompensationsmessung (4) durchgeführt werden (siehe Abbildung 15). Ziel der Kompensationsmessung ist, es parasitäre Einflüsse zu erfassen, sodass diese aus den Ergebnissen herausgerechnet werden können und somit nur die interessierende Kapazität zur Verfügung steht.

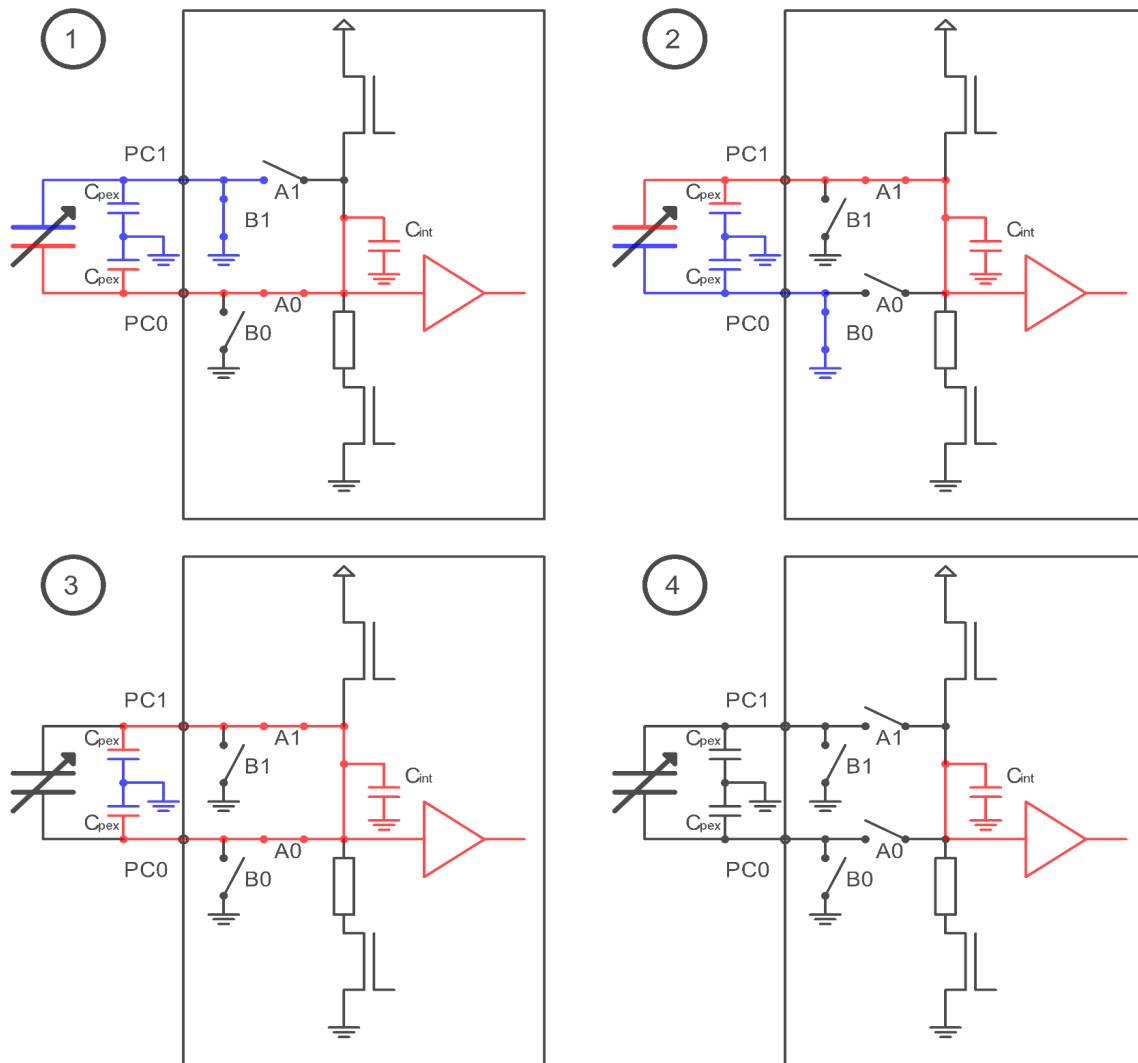


Abbildung 15: Schema für die Kompensationsmessungen, nach [ACA01]

Die interne Kompensationsmessung (4) berücksichtigt dabei sowohl parasitäre Kapazitäten auf Chipebene des Schaltkreises als auch die Schalter, mit denen die Kapazitätsports ausgewählt werden, als auch Einflüsse des Komparators zwischen Schalter und TDC. Parasitäre Kapazitäten zwischen Die und IC-Package, die sich bspw. über die Bonddrähte im Mold des Schaltkreises ausbilden, als auch zwischen IC-Package und zu messender Kapazität z.B. eines Sensors, wie eine parasitäre Kapazität eines Schaltungsträgers oder einer Zuleitung, bleiben unkompensiert. Der Hersteller führt diese Kompensation in der Standardfirmware unter dem Begriff TCsg-Kompensation, und diese Begrifflichkeit wird auch im Rahmen dieser Arbeit übernommen.

Die externe Kompensationsmessung vermag auch, diese Einflüsse zu erfassen, erfordert jedoch, dass die zu messende Kapazität oder der kapazitive Sensor im Messmodus floatend an den Schaltkreis angeschlossen wird. Hierbei werden verschiedene Kompensationsmessungen mit unterschiedlichen Schalterstellungen gemäß Abbildung 15

durchgeführt, und die Messwerte der Kompensationsmessung stehen in entsprechenden Ergebnisregistern zur Verfügung.

Die in Kapitel 2.3.2 beispielhaft gezeigten Sensoren sollen nach außen hin elektrisch neutral sein und sind daher als Sensoren im Messmodus grounded ausgeführt. Daher wird ausschließlich auf die interne Kompensation eingegangen, die nachfolgend als TCsg-Kompensation bezeichnet wird.

Zur Berücksichtigung der Ergebnisse der TCsg-Kompensation und zur Bestimmung der Kapazität eines angeschlossenen Kondensators kommt in der Standardfirmware eine Verhältnisbildung zum Einsatz. Hierfür ist vorgesehen, dass an TC0 ein Referenzkondensator bekannter Kapazität C_{Ref} angeschlossen ist. Über

$$C = (TCx - TCsg) / (TC0 - TCsg) * C_{Ref} \quad (2-19)$$

kann auf die unbekannte Kapazität an den restlichen Kapazitätsports TCx geschlossen werden. In späteren Versionen der Standardfirmware wird TCsg noch mit einem Gain-Korrekturfaktor *gaincorr* multipliziert

$$TCsg' = TCsg * 4 * gaincorr \quad (2-20)$$

womit sich TCsg' als korrigierter Wert ergibt. Dieser wird für ein spezifisches Design ermittelt. Unter Annahme linearer Temperaturabhängigkeiten können so auch externe Effekte auf den Verstärkungsfaktor korrigiert werden, sodass sich die unbekannte Kapazität zu

$$C = (TCx - TCsg') / (TC0 - TCsg') * C_{Ref} \quad (2-21)$$

ergibt. Dies erfolgt vergleichbar zu klassischen AD-Umsetzern [ACA02].

2.4.4. Temperaturmessung

Für die Temperaturmessung stehen mit dem PCap01 mehrere Möglichkeiten zur Verfügung, einerseits ein interner Aluminium-Temperatursensor mit einem Temperaturkoeffizienten von 2830 ppm/K, der am internen Port PT2 angeschlossen ist und in der Standardfirmware unter TM2 geführt wird, andererseits die Möglichkeit, bis zu zwei externe Temperatursensoren an die Ports PT0 und PT1, die in der Standardfirmware als TM0 und TM1 geführt werden, anzuschließen. Darüber hinaus steht ein interner Polysilizium-Referenzwiderstand mit einem Temperaturkoeffizienten von -1,1 ppm/K am

Port PT2REF, der in der Standardfirmware als TREF geführt wird, zur Verfügung und es besteht die Möglichkeit, hier einen externen Referenzwiderstand anzuschließen. Die vorliegende Arbeit wird die Firmwarebezeichnungen für die entsprechenden Widerstände verwenden.

Das Prinzip der Temperaturmessung basiert wiederum darauf, dass ein RC-Glied gebildet wird, dessen Kondensator zunächst auf VDD aufgeladen und über den Referenzwiderstand oder den Temperatursensor bis auf VDD/2 entladen und diese Entladezeit gemessen wird. Hierfür muss ein externer Kondensator von 10 nF bis 33 nF angeschlossen werden. Auch dieser Kondensator sollte idealerweise vom Typ NP0/C0G sein. Bei weniger anspruchsvollen Anwendungen kann auch ein Kondensator mit der etwas schlechteren X7R-Keramik zum Einsatz kommen. [ACA01, ACA02]

Die Standardfirmware samt zugehöriger PC-Software sieht die Bestimmung der internen Temperatur durch Bildung des Verhältnisses aus Temperatursensor und Referenzwiderstand (TREF) vor. Für den Aluminiumsensor (TM2) wird zur Umrechnung in eine Temperatur ein linearer Ansatz mit Steigung und Offset angenommen.

$$T = \text{Steigung} * TM2 / TREF + \text{Offset} \quad (2-22)$$

Zur Kalibration muss anschließend eine Zweipunktkalibrierung vorgenommen werden, d.h. eine Bestimmung der Koeffizienten durch Messung bei zwei bekannten Temperaturen.

Für Temperatursensoren, bei denen ein linearer Ansatz nicht ausreicht, kann auch ein quadratischer oder kubischer Linearisierungsansatz gewählt werden.

2.4.5. Messreihenfolge und Mittelung

Die Messfolge im PCap01 erfolgt sequentiell, da nur ein TDC zur Verfügung steht. Das heißt, die einzelnen Ports werden nacheinander durchgeschaltet. Ist eine Mittelung aktiviert und in der Konfiguration hinterlegt, erfolgt eine Akkumulation eines jeden Ports in Hardware, bevor zum nächsten Port gewechselt wird, das heißt, in den Ergebnisregistern stehen akkumulierte Messwerte. Die Division durch die Anzahl der Messwerte erfolgt anschließend in der Firmware. Hierfür stehen Schreibregister zur Verfügung, über die die Mittelungsrate über die Schnittstellen übergeben und in der Firmware berücksichtigt werden kann.

2.4.6. Anwendungsspezifische Firmware

Es besteht die Möglichkeit, anwendungsspezifische Firmware in einer Basis-Assembler-Umgebung zu erstellen. Dies ist insbesondere dann sinnvoll, wenn von den im Datenblatt beschriebenen Sensoranordnungen abgewichen oder keine Verhältnisbildung verwendet werden soll. In diesem Fall hat der Benutzer die Möglichkeit, die Zählerregister der Messungen selbst auszulesen und weiterzuverarbeiten.

Im Verlauf der Arbeit wird ausschließlich von anwendungsspezifischer Firmware Gebrauch gemacht, da sowohl Sensoranordnungen zum Einsatz kommen, die nicht durch die Standardfirmware abgedeckt werden, und zudem ein anderer Ansatz für die TCsg-Kompensation zum Einsatz kommen wird, sodass ein direkter Zugriff auf die tatsächlichen Rohsignale, d.h. die einzelnen Zählerstände, erforderlich ist.

2.5. Ausleseelektroniken für induktive Sensoren

In den nachfolgenden Unterkapiteln werden verschiedene Ausleseelektroniken für induktive Sensoren vorgestellt, die eine weitere Möglichkeit leiterplattenbasierter Sensoren darstellen. Allerdings wird hierbei nur auf kommerziell verfügbare SingleChip-Lösungen eingegangen und nicht auf diskret aufgebaute Schaltungen.

2.5.1. Inductance-to-Digital-Converter (Texas Instruments LDC1x1x)

Mit den Schaltkreisen der LDC-Serie von Texas Instruments lassen sich Induktivitäten messen. LDC ist hierbei als Inductance-to-Digital-Converter zu verstehen, indem die Induktivität über die Bestimmung der Resonanzfrequenz eines Parallelschwingkreises erfolgt. Hierzu wird mit dem induktiven Sensorelement und einem dazu parallelgeschalteten Festkondensator ein Resonanzschwingkreis aufgebaut, dessen Resonanzfrequenz mittels „Inductive Sensing Core“, oder einfach nur „Core“ genannt, gemessen wird. Im Fall von LDC1312 und LDC1314 geschieht dies mit einer Auflösung von 12 Bit und im Fall von LDC1612 und LDC1614 mit 28 bit. Dazu verfügt, wie der Abbildung 16 entnommen werden kann, jeder Eingang über einen eigenen Resonant Circuit Driver, der über einen Multiplexer mit dem Core verbunden werden kann.

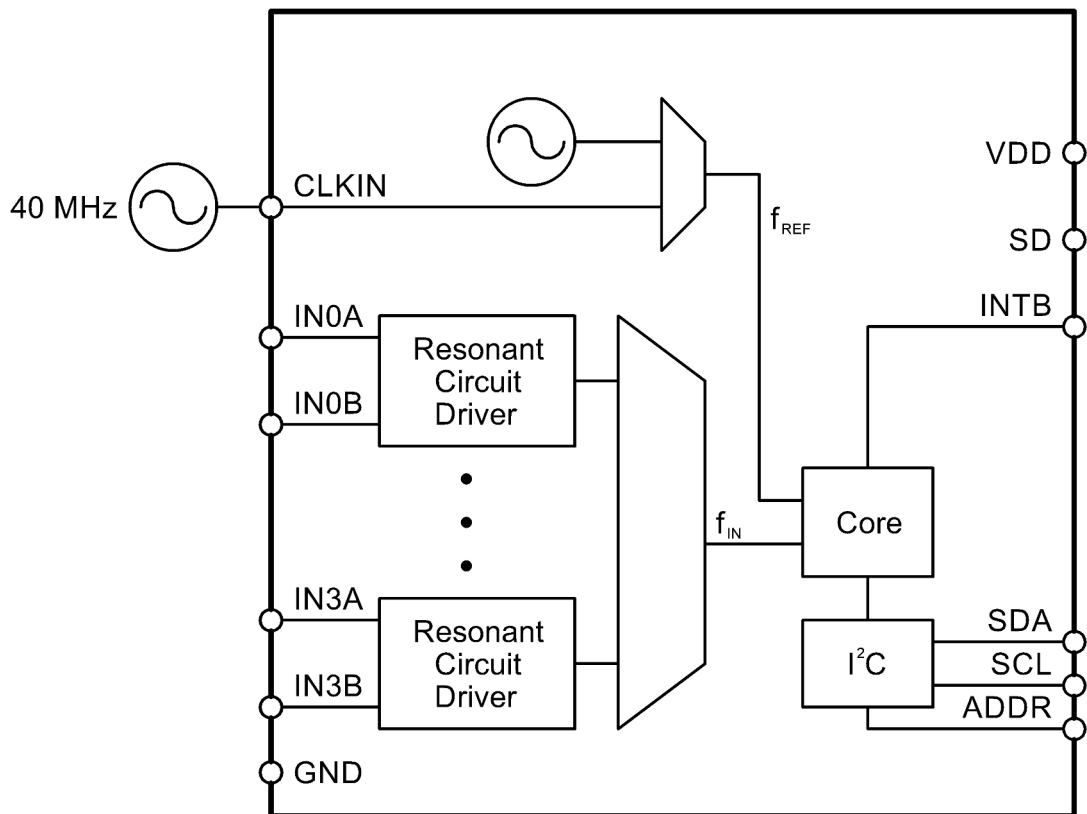


Abbildung 16: Blockschaltbild des LDC1614 nach [TI03]

Die Resonanzfrequenz für den LC-Schwingkreis kann in einem Bereich von 1 kHz bis 10 MHz liegen.

Ein resonanter Oszillator kann durch Kombination einer frequenzselektiven Schaltung (Resonator) mit einem Verstärkerblock zu einer geschlossenen Schleife realisiert werden. Die Kriterien für Oszillation sind:

1. Die Schleifenverstärkung ist >1 .
2. Die Phasenverschiebung der Schleife beträgt 2π .

Der R-L-C-Resonator liefert die Frequenzselektivität und trägt zur Phasenverschiebung bei. Bei der Resonanzfrequenz heben sich die Impedanzen der reaktiven Komponenten auf und zurück bleibt nur R_P , der verlustbehaftete resistive Anteil der Schaltung. Die Spannungsamplitude ist bei dieser Frequenz maximal. R_P kann genutzt werden, um den Sensortreiberstrom für eine gegebene Oszillationsamplitude zu ermitteln. Ein kleines R_P erfordert einen größeren Sensorstrom, um eine konstante Oszillationsamplitude aufrecht zu erhalten. Die Oszillationsfrequenz des Sensors f_{Sensor} ist durch:

$$f_{\text{Sensor}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q_{\text{Sensor}}^2} - \frac{5 \cdot 10^{-9}}{Q_{\text{Sensor}}\sqrt{LC}}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-23)$$

gegeben, wobei C die Sensorkapazität ($C_{\text{Sensor}} + C_{\text{parasitär}}$), L die Sensorinduktivität und Q der Gütefaktor des Resonators sind. Q_{Sensor} kann mit:

$$Q_{\text{Sensor}} = R_p \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2-24)$$

berechnet werden, wobei R_p der parallele Wechselspannungswiderstand des LC-Resonators bei der Betriebsfrequenz ist [TI03].

2.5.2. TDC-GP1

Abschließend soll noch die Möglichkeit erwähnt werden, induktive Sensoren mit TDCs messen zu können. Als Schaltkreis sei hier der TDC-GP1 genannt, der im Single Channel Mode eine Auflösung von 125 ps und im Dual Channel Mode eine Auflösung von 250 ps erreicht. Er kann in zwei Messbereichen (Messbereich 1 mit zwei Kanälen und Messbereich 2 mit einem Kanal) mit jeweils 15 bit betrieben werden. Neben seiner eigentlichen Funktion als TDC (siehe Abbildung 17), mit den üblichen Start- und Stop-Eingängen, verfügt er über eine R-L-C-Unit mit 4 dedizierten Ports (P1 ... P4), mit denen durch entsprechende Beschaltung sowohl Widerstände, als auch Kapazitäten und Induktivitäten (vergleiche Abbildung 18) gemessen werden können.

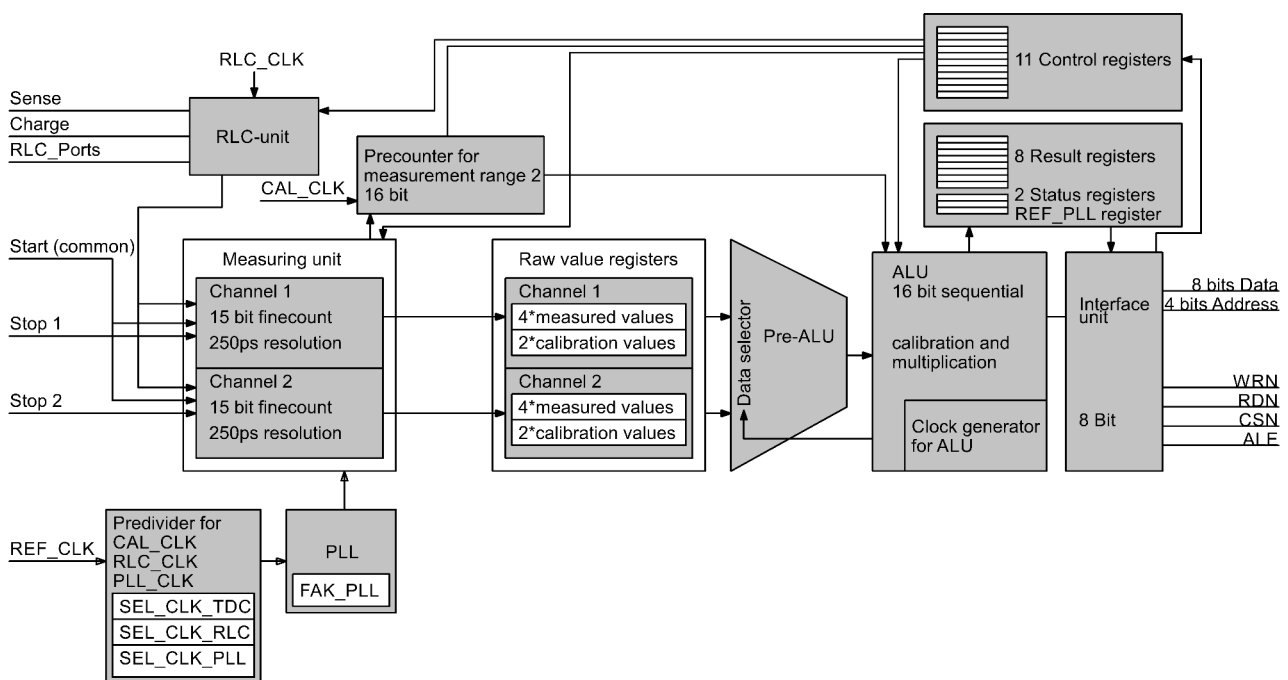


Abbildung 17: Blockschaubild TDC-GP1 nach [ACA06]

Hierzu wird für die Induktivitätsmessung ein RL-Glied realisiert, wobei den Induktivitäten eine Sperrdiode parallel geschaltet ist. Laut Datenblatt des Schaltkreises können durch Verhältnismessungen von Komponenten, d.h. eine Vergleichsmessung einer unbekanntenen Induktivität mit einer bekannten, Genauigkeiten von 50 ppm in Einzelmessungen und durch Mittelung sogar <10 ppm erreicht werden [ACA06].

Leider ist dieser Schaltkreis obsolet und neuere TDCs der Firma verfügen nicht mehr über diese zusätzliche Funktionalität.

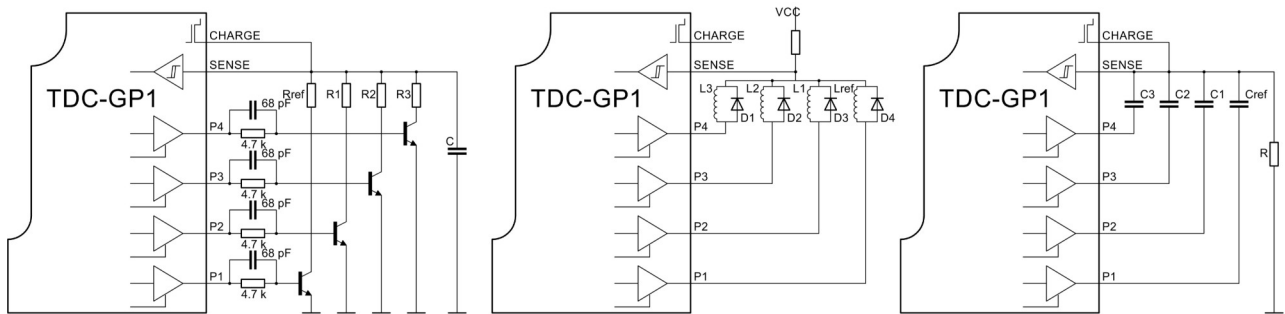


Abbildung 18: Widerstands-, Induktivitäts- und Kapazitätsmessung mit TDC-GP1 nach [ACA06]

2.6. Ausleseelektroniken für resistive Sensoren

Nachfolgend werden einige Möglichkeiten für die Messung resistiver Sensoren vorgestellt.

2.6.1. Widerstandsmessung mittels ADC

Widerstände können nicht direkt mit einem ADC gemessen werden. Stattdessen werden Spannungsteiler, auch als Halbbrücke bezeichnet, oder Vollbrücken aufgebaut, die entweder mit Konstantspannungs- oder Konstantstromquellen versorgt werden. Hierbei ist zusätzlich noch zu unterscheiden, ob der ADC über single-ended oder über differentielle Eingänge verfügt. Davon abhängig ist die Art, wie die Brücken an ihn angeschlossen werden können. Unterschiedliche Möglichkeiten werden nachfolgend kurz beleuchtet.

In Abbildung 19 ist gezeigt, wie für eine Temperaturmessung ein single-ended ADC an eine Halbbrücke aus Festwiderstand und NTC angeschlossen werden kann. Da der ADC nur massebezogen messen kann, wird im gezeigten Beispiel der Spannungsabfall über den Festwiderstand erfasst, der sich im unteren Zweig des Spannungsteilers befindet.

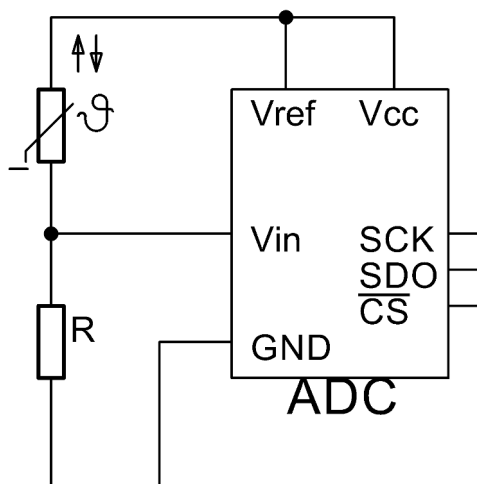


Abbildung 19: Halbbrücke mit single-ended ADC

In Abbildung 20 ist dagegen gezeigt, wie der Anschluss eines ADCs mit echtem differentiellen Eingang erfolgen kann. Diese Beschaltung ist bspw. für Temperaturmessungen mittels Platin-Temperatursensoren sehr gut geeignet, da die Beschaltung in 4-Leitermesstechnik realisierbar ist, sodass Leitungswiderstände keinen Einfluss nehmen.

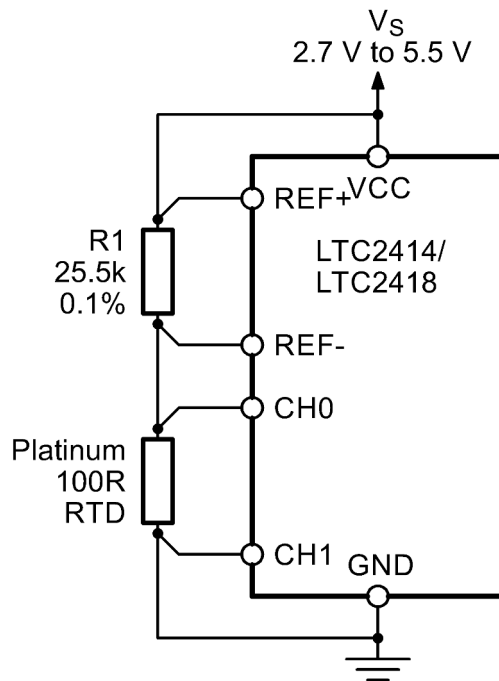


Abbildung 20: Halbbrücke mit differentiellem ADC nach [LT01]

Mit speziellen Schaltkreisen wie z.B. dem in Abbildung 21 gezeigten LTC1043 können single-ended ADCs wie der LTC2400 auch als Vollbrücken ausgeführte Dehnmessstreifen messen. Dabei fungiert der LTC1043 als differential-to-single-ended Converter. Der abgebildete Operationsverstärker dient als Signalverstärker und Treiber für den ADC.

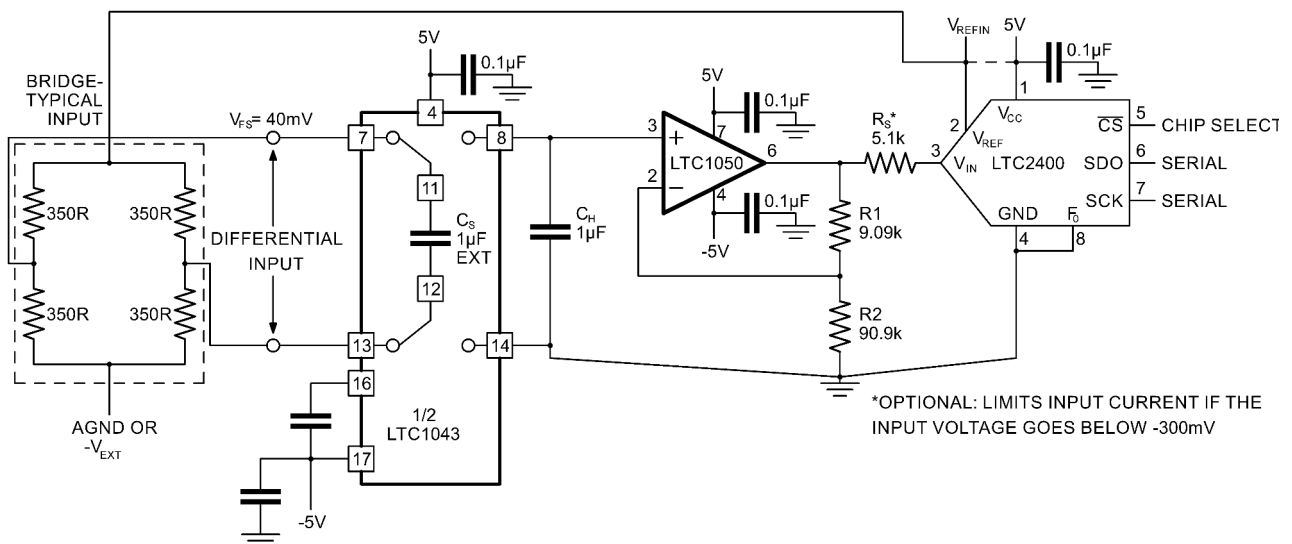


Abbildung 21: Vollbrücke mit single-ended ADC nach [LT02]

Abbildung 22 zeigt schließlich, wie mittels differentiellem ADC eine Vollbrücke z.B. für Dehnmessstreifen ausgelesen werden kann.

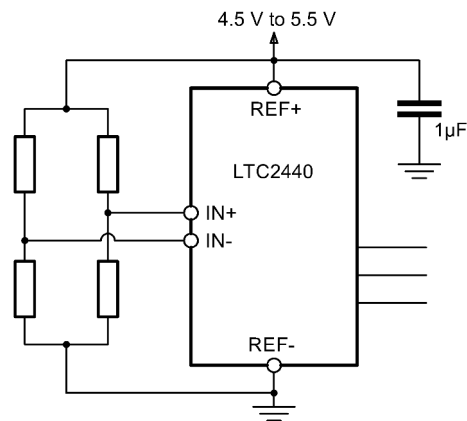


Abbildung 22: Vollbrücke mit differentiellm ADC nach [LT03]

2.6.2. Spezielle Schaltkreise für Halb- und Vollbrücken

Mit den beiden Schaltkreisen PS081 und PS09 der PicoStrain-Serie stehen spezielle TDC-basierte SingleChip-Lösungen zur Messung von Halb- und Vollbrücken zur Verfügung, um bspw. in Waagen, Kraftmessdosen oder Drehmomentanwendungen eingesetzt werden zu können, die auf Dehnmessstreifen beruhen.

Laut Herstellerdatenblatt kombinieren beide Schaltkreise die Funktionalität eines 28 bit Signalkonverters mit einem 24 bit Mikrocontroller, wobei der PS081 zusätzlich noch über einen integrierten LCD-Treiber (Liquid Crystal Display) verfügt. Darüber hinaus ähneln sich die beiden Schaltkreise sehr, wie ein Vergleich von Abbildung 23 mit Abbildung 24 zeigt.

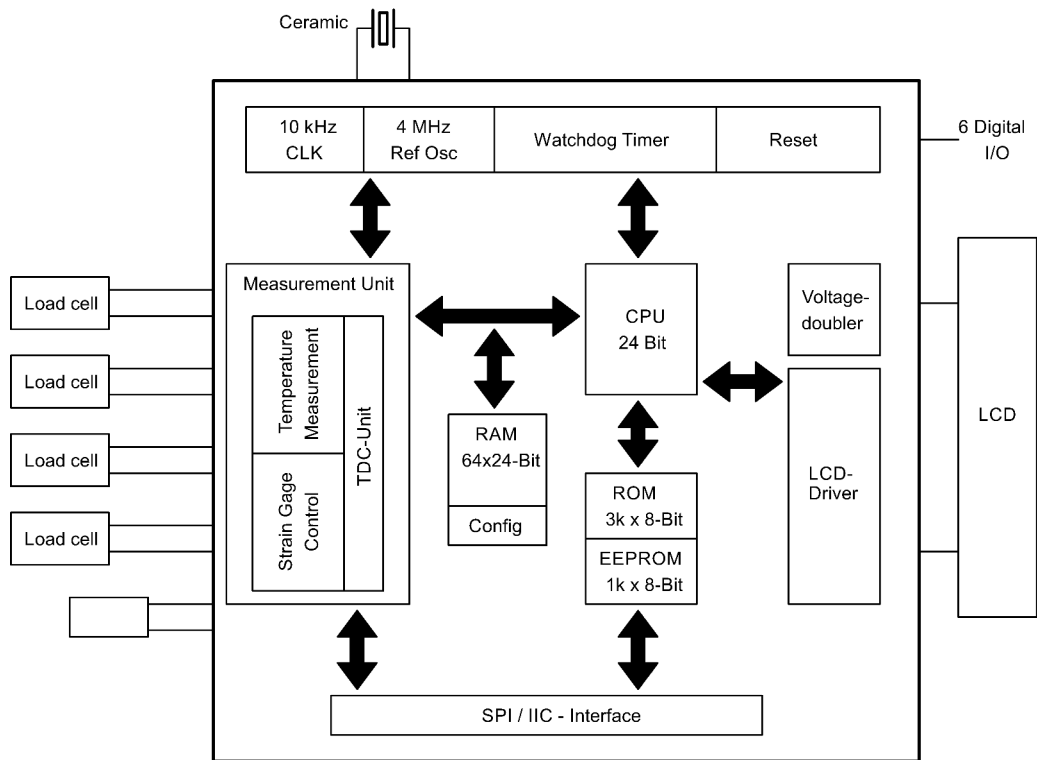


Abbildung 23: Blockschaltbild PS081 nach [Sio01]

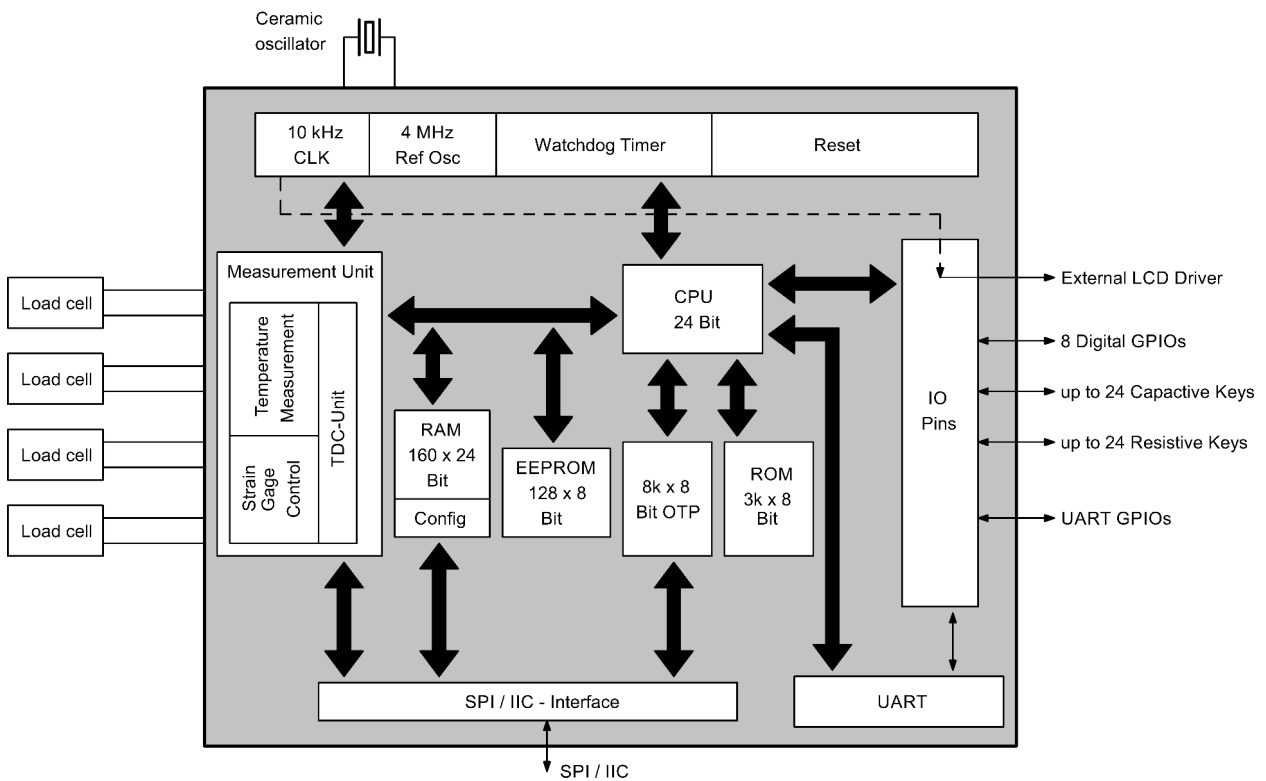


Abbildung 24: Blockschaltbild PS09 nach [Sio02]

2.7. Time-to-Digital-Konverter

Abschließend sollen auch noch diskrete Time-to-Digital-Konverter genannt werden, da auch sie als Ausleseelektroniken für leiterplattenbasierte Sensoren genutzt werden können, wie am Beispiel in Kapitel 6.2 gezeigt wird.

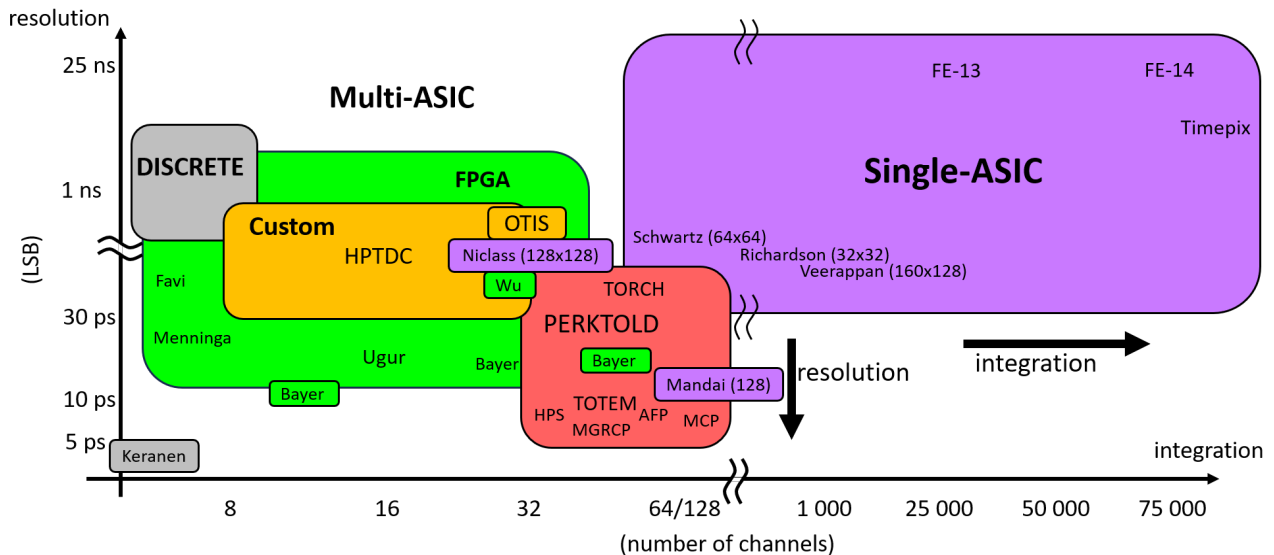


Abbildung 25: Übersicht zu TDCs, dargestellt in Bezug auf die Auflösung über die Anzahl von Kanälen nach [Per13]

TDCs sind als SingleChip-Lösungen mit Auflösungen bis in den einstelligen Picosekunden-Bereich verfügbar, wie es in Abbildung 25 zu sehen ist. In [Per14] wird bspw. ein TDC vorgestellt, der eine Zeitauflösung von besser als 3 ps RMS (Root Mean Square) erreicht. Darüber hinaus sind jedoch zahlreiche kommerziell verfügbare TDCs mit Auflösungen im zweistelligen Picosekunden-Bereich erhältlich. Hierzu sind die derzeit wichtigsten Schaltkreise TDC7200 von Texas Instruments, TDC-GP1, TDC-GP2, TDC-GPX, TDC-GPX2, AS6500 und AS6501 von ScioSense sowie MAX35101 zu zählen.

Darüber hinaus existieren spezielle TDCs für Ultraschall-basierte Strömungssensoren wie TDC-GP21 und TDC-GP22 der Firma ScioSense. Die grundlegende Funktion wurde bereits in Kapitel 2.4 erläutert. Allerdings kann durch zusätzliche externe Beschaltung, bei der der Sensor z.B. mit einem Sinussignal angeregt wird und die Sensorinformation in einem zweiten Sinussignal mit entsprechender Phaseninformation resultiert, die Phaseninformation mittels hochauflösender TDCs ausgelesen werden kann. Die externe Beschaltung übernimmt hierbei die Aufgabe, sowohl das Anregungssignal als auch Start- und Stop-Signale aus den Sinussignalen zu erzeugen.

3 Untersuchungen zur Ausleseelektronik PCap01

In diesem Kapitel wird zunächst auf Besonderheiten beim Entwurf kapazitiver Sensoren (Kapitel 3.1) eingegangen. Die Themen Schirmung mit Hilfe von Masse-Flächen sowie aktive Schirmung werden in Kapitel 3.2 adressiert. Eine Besonderheit, die beim PCap01 für differentielle Sensoren zu berücksichtigen ist, wird in Kapitel 3.3 erläutert. Für maximale Performance sind Kompensationsmessungen erforderlich und mit den Messwerten des kapazitiven Sensors zu verrechnen. Hierfür gibt der Hersteller zwar eine Handlungsempfehlung vor, allerdings greift diese nicht. Daher wird in Kapitel 3.4 die Ursache untersucht und ein anderer Ansatz aufgezeigt, sodass langzeitstabile Messsignale erreicht werden können. Zudem wird in Kapitel 3.5 der Einfluss des Taktgebers auf die Sensorsignale untersucht und eine gut geeignete Taktquelle identifiziert.

3.1. Besonderheiten beim Entwurf kapazitiver Sensoren

Beim Entwurf kapazitiver Sensoren treten einige grundlegende Besonderheiten auf, die berücksichtigt werden sollten, um die best mögliche Leistungsfähigkeit zu erzielen. Einerseits sollte das Bestreben sein, differentielle Messanordnungen umzusetzen. Andererseits sollte hierfür das Layout mit maximaler Symmetrie ausgestaltet werden, da sich nur so parasitäre Einflüsse durch Temperatur oder Feuchte kompensieren lassen. Diese grundlegenden Besonderheiten betreffen neben der Leiterbahnführung insbesondere auch die Stellen, an denen eine Elektrode eines kapazitiven Sensors kontaktiert wird. Eine Elektrode besitzt ebenfalls einen Widerstand, der, gemäß Formel 2-8, folglich auch zu einem Potentialgefälle entlang der Elektrode führt. Daher sind für kapazitive Sensoren, bei denen die Sensorinformation nicht in einem sich ändernden Plattenabstand verborgen ist, die Stellen, an denen die jeweiligen Elektroden kontaktiert werden, mitunter entscheidend, da diese sowohl die Kapazität als auch die Linearität des Sensors beeinflussen können. In Abbildung 26 sind drei Möglichkeiten dargestellt, die unterschiedliche Auswirkungen haben.

In Abbildung 26 links ist die Kontaktierung für beide Elektroden symmetrisch mittig angeordnet, entsprechend ergibt sich ein symmetrisches Potentialgefälle zu beiden Enden der Elektroden. In Abbildung 26 mittig sind beide Elektroden an gleichen Enden

kontaktiert, es ergibt sich für beide Elektroden ein Potentialgefälle zum anderen Ende der Elektroden.

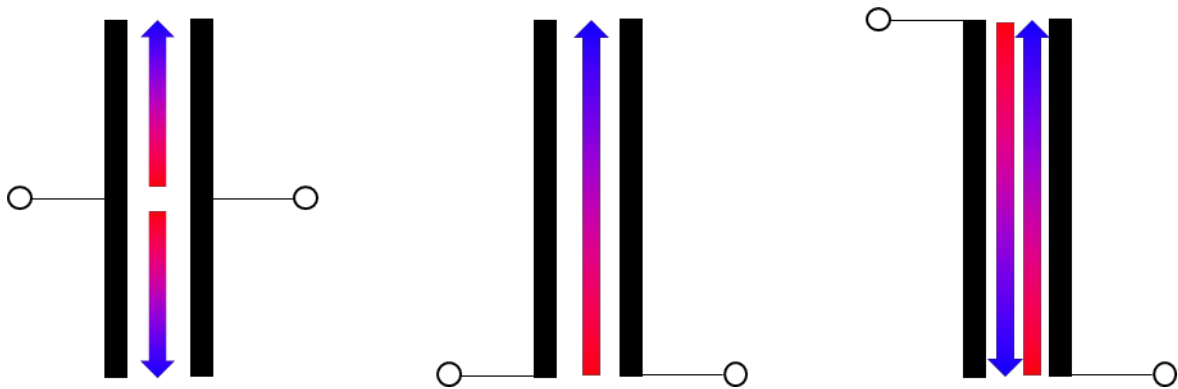


Abbildung 26: Potentialgefälle entlang der Elektroden, abhängig von der Kontaktstelle

In Abbildung 26 rechts sind beide Elektroden an gegenüberliegenden Enden angeschlossen, sodass beide Elektroden ein Potentialgefälle aufweisen.

Abhängig vom jeweiligen Sensordesign ist eine der drei Kontaktstellen zu verwenden.

Es ist zudem wichtig zu wissen, dass Sensoren mit differentieller Elektrodenanordnung, d.h. Elektrodenpaare mit einer gemeinsamen Mittelelektrode, in der Anordnung floatend auf zwei Elektrodenpaare beschränkt sind. Sollen dagegen mehr als zwei Elektrodenpaare mit gemeinsamer Mittelelektrode ausgelesen werden, wie das in den Beispielen in den Kapiteln 4.1 und 4.2 der Fall ist, so ist die Elektrodenanordnung als grounded auszuführen, d.h. die Mittelelektrode liegt auf Groundpotential.

3.2. Schirmung

Schirmung von Elektroden und Zuleitungen zu diesen ist mitunter essentiell, um Störeinkopplungen durch die Umwelt auf den Sensor zu verhindern. Nachfolgend sind zwei Möglichkeiten aufgezeigt, mit welchen Maßnahmen Sensoren mit der PCap0x Ausleseelektronik verwendet werden können, die gegenüber ihrer Umwelt störunempfindlich sind.

3.2.1. Schirmung mit Hilfe von Masse-Flächen

Die Schirmung von Zuleitungen und Sensorelektroden ist sinnvoll, um Handempfindlichkeiten oder von außen einkoppelnde Störsignale zu unterbinden. Hierfür bietet sich z.B. eine Masse-Fläche auf einer Leiterplatte als Schirmfläche an, da sie ohne zusätzliche Bauteile auskommt. Für Sensoren, die im Messmodus grounded betrieben

werden, ist jedoch zu beachten, dass damit die Grundkapazität erhöht wird. Eine erhöhte Grundkapazität resultiert in größeren Entladezeiten, sodass bei vorgegebener Messwiederholrate die Anzahl an Messwerten, über die akkumuliert wird, reduziert wird.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, um einerseits zu schirmen, andererseits jedoch die zusätzliche Grundkapazität gering zu halten, die in Abbildung 27 gezeigt sind.

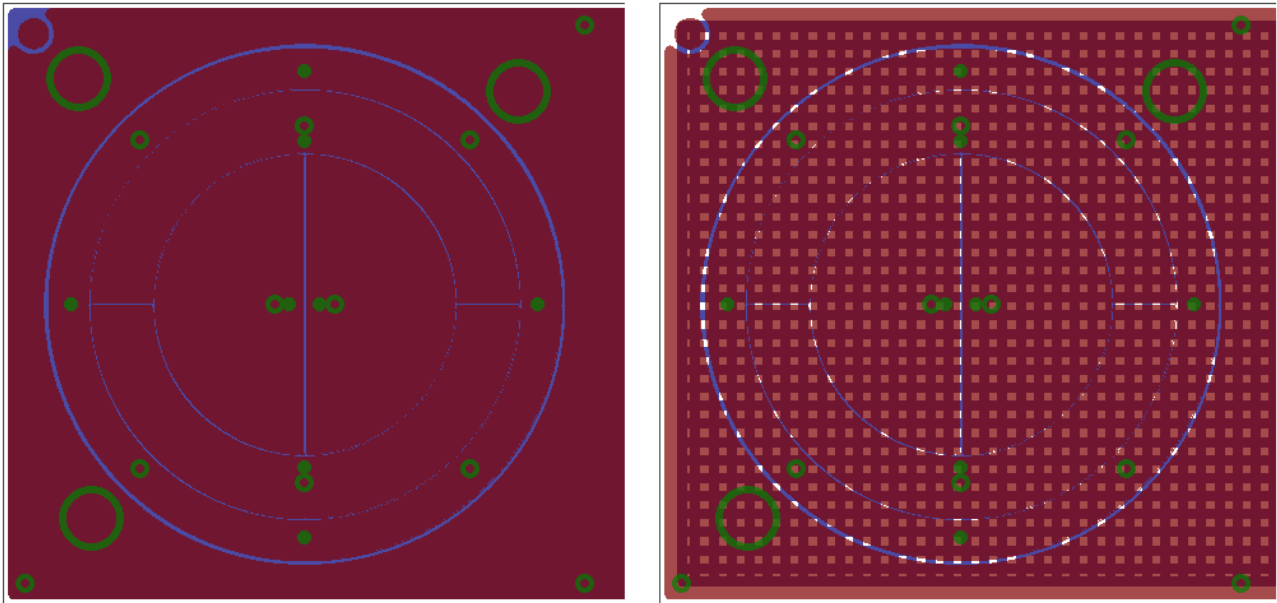


Abbildung 27: Schirmung mit Hilfe von geschlossenen Masse-Flächen (links) und mit Masse-Flächen „gehatched“ (rechts)

Möglichkeit 1 besteht darin, hinreichend Abstand zwischen Zuleitung und geschlossener Masse-Fläche vorzusehen. Dies kann beispielsweise durch Mehrlagenleiterplatten realisiert werden, wobei die Signalleitungen im Inneren der Leiterplatte geführt werden, während die Masse-Flächen auf den weit entfernten Außenlagen angeordnet werden. Der Vorteil geschlossener Flächen liegt darin, dass sie keine Angriffsfläche für Feuchtigkeit von außen bieten und eine gute Schirmwirkung erzielt wird.

Möglichkeit 2 besteht darin, die Masse-Flächen „gehatched“ auszuführen, um so die Grundkapazität zu reduzieren. Dabei ist die Schirmfläche als Gitter ausgeführt. Nachteilig bei derartigen Schirmflächen ist jedoch, dass sie Angriffsfläche für Feuchtigkeit aus der Umwelt bieten und die Schirmwirkung schlechter gegenüber Möglichkeit 1 ist. So kann trotz Schirm z.B. eine Handempfindlichkeit gegeben sein.

3.2.2. Untersuchungen zu Schirmung mit Hilfe von Active Guard

Unter Active Guard bzw. aktiver Schirmung versteht man eine Schirmung, deren Potential der Signalleitung folgt. Zwischen zwei Elektroden auf gleichem Potential können sich keine Feldlinien, auch Äquipotentiallinien genannt, ausbilden, folglich bildet sich zwischen dem aktiven Schirm und der Signalleitung auch keine Kapazität aus. Die Schaltkreise PCap01 und PCap02 verfügen jedoch über keinen integrierten Guardtreiber, anders als PCap04, hier jedoch auch nur mit eingeschränkter Stromtreiberfähigkeit. Für höhere Ströme aufgrund höherer Grundkapazitäten des Guard empfiehlt der Hersteller den Einsatz eines externen Operationsverstärkers (OPV). Dennoch lässt sich mit Hilfe von zwei Kapazitätspins und einem externen Operationsverstärker ein aktiver Guard auch für die anderen Schaltkreise realisieren, wie es in Abbildung 28 gezeigt ist. Als Operationsverstärker empfiehlt der Hersteller einen AD8515, einen Low Power CMOS Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifier, mit einem Verstärkungsbandbreiteprodukt von 5 MHz und einer Slew Rate von 2,7 V/ μ s.

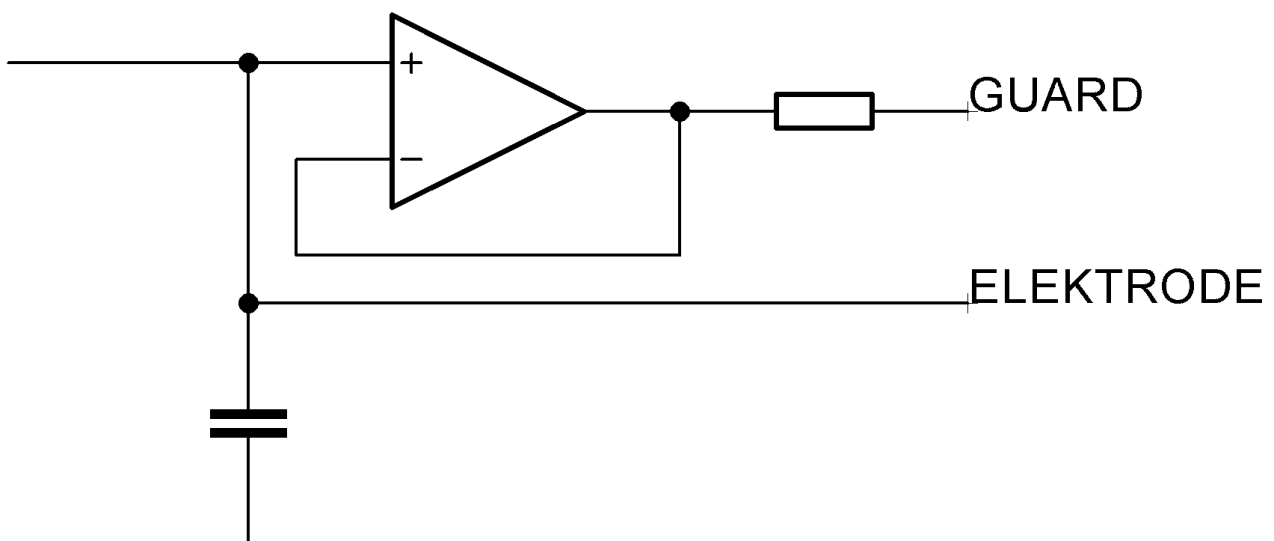


Abbildung 28: Aktiver Guard mit externem Operationsverstärker am PCap

Der Operationsverstärker ist hierzu als nicht-invertierender Treiber ausgeführt und besitzt an seinem Ausgang einen niederohmigen Widerstand (10 ... 100 Ω), um diesen von der kapazitiven Last durch die Guard-Elektrode zu entkoppeln. Der Kondensator (typ. 22 pF in dieser Anwendung) ist an PC0, PC2, PC4 oder PC6, der Eingang des Operationsverstärkers am nachfolgenden Pin, d.h. PC1, PC3, PC4 oder PC7, am PCap

angeschlossen. Die Guard-Elektrode sollte, für optimale Schirmwirkung, die Größe der Messelektrode aufweisen, sie gleichzeitig aber soweit möglich umschließen.

Messungen an einem kapazitiven Abstandssensor, bei denen ein aktiver Guard zwingend erforderlich war, zeigten, dass der AD8515 eher ungeeignet ist (siehe Abbildung 29 links), da er dem Spannungsverlauf der Elektrode nicht folgen kann. Für die Messung wurde die Differenz zwischen der Elektrode und der Guardelektrode mittels aktiver Tastköpfe mit kleiner Eingangskapazität gemessen. Deutlich bessere Ergebnisse konnten dagegen mit AD8615 (siehe Abbildung 29 rechts) erreicht werden. Es ist zu erkennen, dass nahezu keine Differenz messbar ist, außer am Anfang eines Auflade- und am Ende eines Entladevorgangs.

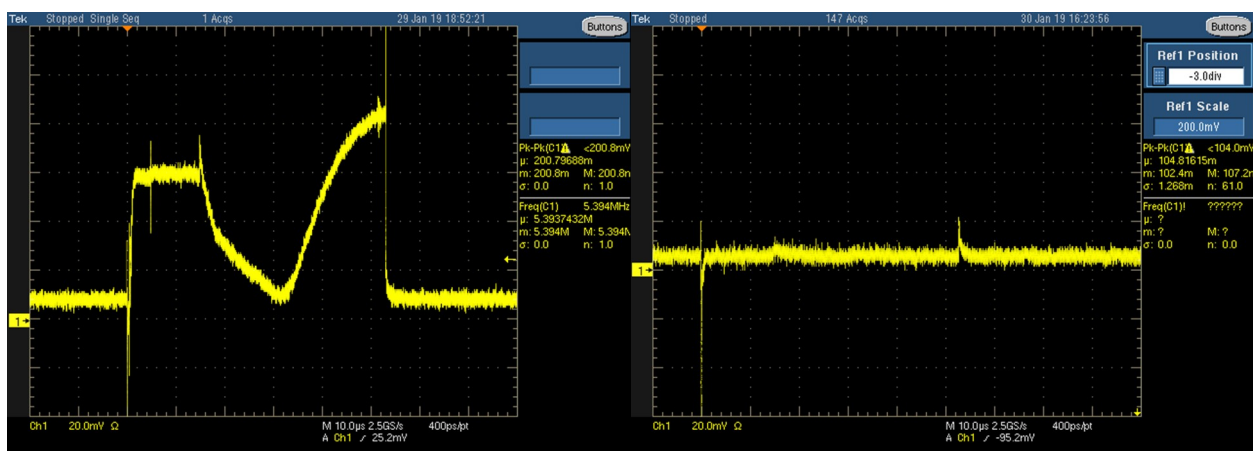


Abbildung 29: Differenz zwischen Elektrode und Guardelektrode, mit AD8515 (links) und mit AD8615 (rechts) als Guardtreiber

Als Operationsverstärker eignen sich demnach insbesondere solche mit niedriger Eingangskapazität, die zudem Rail-to-Rail-fähig sind und sowohl eine hohe Slew Rate als auch ein hohes Verstärkungsbandbreiteprodukt besitzen, um dem Spannungsverlauf der Elektrode folgen zu können. Zudem sollten sie hinreichend Strom liefern können.

Beispielhaft genannt seien die beiden CMOS-Typen AD8615 und AD8651, die beide die aufgezählten Eigenschaften, die in Tabelle 2 noch einmal gegenübergestellt sind, erfüllen und bereits erfolgreich für diese Anwendung erprobt wurden.

Tabelle 2: Eigenschaften zweier Operationsverstärker für den Einsatz als Guard-Treiber

	AD8515	AD8616	AD8651
Gain Bandwidth Product	5 MHz	24 MHz	50 MHz
Slew Rate	2,7 V/ μ s	12 V/ μ s	41 V/ μ s
Input Capacitance diff	keine Datenblattangabe	2,5 pF	6 pF
Input Capacitance CM	keine Datenblattangabe	7,8 pF	9 pF
Output Current	20 mA	\pm 50 mA	40 mA

3.3. Besonderheit von PCap01 und ihre Auswirkung

Eine Besonderheit am PCap01 ist, dass der erste aktive Kapazitätsport, anders als die restlichen Kapazitätsports, nach dem Entladen wieder auf VCC geladen wird, während alle anderen Ports nach dem Entladen auf Ground-Potential gehalten werden.

Daraus folgt, dass dieser Port für differentielle Sensorelemente nur bedingt genutzt werden kann. Soll bspw. eine fluidische Sensorzelle realisiert werden, kann dies zu einer Potentialverschiebung innerhalb der Sensorzelle führen, was sich in Nichtlinearitäten der Sensorsignale widerspiegelt.

Um diesem Effekt entgegenzuwirken, ist der erste Kapazitätsport zwar zu aktivieren, die Sensorzelle jedoch an die höheren Kapazitätsports anzuschließen. Alternativ kann der Kanal aber auch genutzt werden, um bspw. einen Festkondensator oder einen einzelnen, nicht-differentiellen kapazitiven Sensor, bspw. einen kapazitiven Feuchtesensor, anzuschließen.

3.4. Untersuchungen zu Einflussfaktoren am PCap01

In vielen Anwendungen wie z.B. kapazitiven Sensoren ist der Wert der Kapazität von untergeordneter Bedeutung und stellt nur eine elektrische Zwischengröße dar. Die zu erfassende physikalische Größe wird lediglich auf eine Kapazität bzw. Kapazitätsänderung abgebildet. In diesen Anwendungen interessiert daher nicht die Kapazität, sondern der erfasste digitale Messwert soll eine physikalische Messgröße repräsentieren. Daher kommt, wie nachfolgend gezeigt wird, der Vorteil der Verhältnisbildung in den nachfolgend betrachteten Sensoranwendungen nicht zum Tragen.

In der Standardfirmware wird von einem Design-spezifischen Gain-Korrekturfaktor `gaincorr` ausgegangen, der einmalig ermittelt wird. Über:

$$TCsg' = TCsg * 4 * gaincorr \quad (3-1)$$

wird dieser berücksichtigt. Die entsprechende Berechnung im Assembler erfolgt über:

$$TCx - TCsg * 2^2 * _sub_cdc_gain_corr \quad (3-2)$$

wobei die Variable `_sub_cdc_gain_corr` standardmäßig `0x2000000` beträgt.

Konfiguriert man den PCap01 mit der Standardfirmware im Messmodus `grounded` als differentielle Kapazität, erfolgt die Differenzbildung `Diff02` gemäß

$$Diff02 = (TC2 - TCsg') / (TC4 - TCsg') - (TC0 - TCsg') / (TC4 - TCsg') \quad (3-3)$$

wobei TC4 einen Festkondensator als Referenzkondensator repräsentiert, während TC0 und TC2 einen differentiellen Sensor bilden, mit TCsg' als Gain-korrigierte Kompensationsmessung TCsg. Dieser Ausdruck lässt sich vereinfacht zu:

$$Diff02 = -(TC2 - TC0) / (TCsg' - TC4) \quad (3-4)$$

darstellen. Unter der zulässigen Annahme, dass die Werte für TC0, TC2, TC4 und TCsg' positiv sind, lässt sich der Ausdruck zu

$$Diff02 = (TC2 - TC0) / (TC4 - TCsg') \quad (3-5)$$

umformen.

Der Ansatz geht demnach von einem linearen Zusammenhang zwischen der Kompensationsmessung TCsg und den gemessenen Kapazitäten an den einzelnen Ports aus und davon, dass der Gain-Korrekturfaktor für alle Kapazitätsports gleich groß ist. Die Kompensation greift im Fall der Differenzbildung gemäß Standardfirmware nur noch für den Referenzkondensator, jedoch nicht für die differentielle Kondensatoranordnung selbst.

Um dies zu untersuchen, wurde eine Leiterplatte mit Sockel und NP0/C0G-Festkondensatoren für den PCap01 im Messbereich2 entworfen und Messreihen an jeweils 5 Exemplaren durchgeführt. Durch die immer gleiche Leiterplatte mit Sockel kann der Einfluss durch den Schaltkreis selbst durch relative Vergleiche untersucht werden. In Abbildung 30 sind beispielhaft die Rohsignale für Exemplar 2 aus den Ergebnisregistern der Kapazitätsmessung TC0 bis TC7, der Kompensationsmessung TCsg sowie das

Temperaturverhältnis TM2/TREF dargestellt. Man kann erkennen, wie die Signale über der Zeit auf der x-Achse einlaufen.

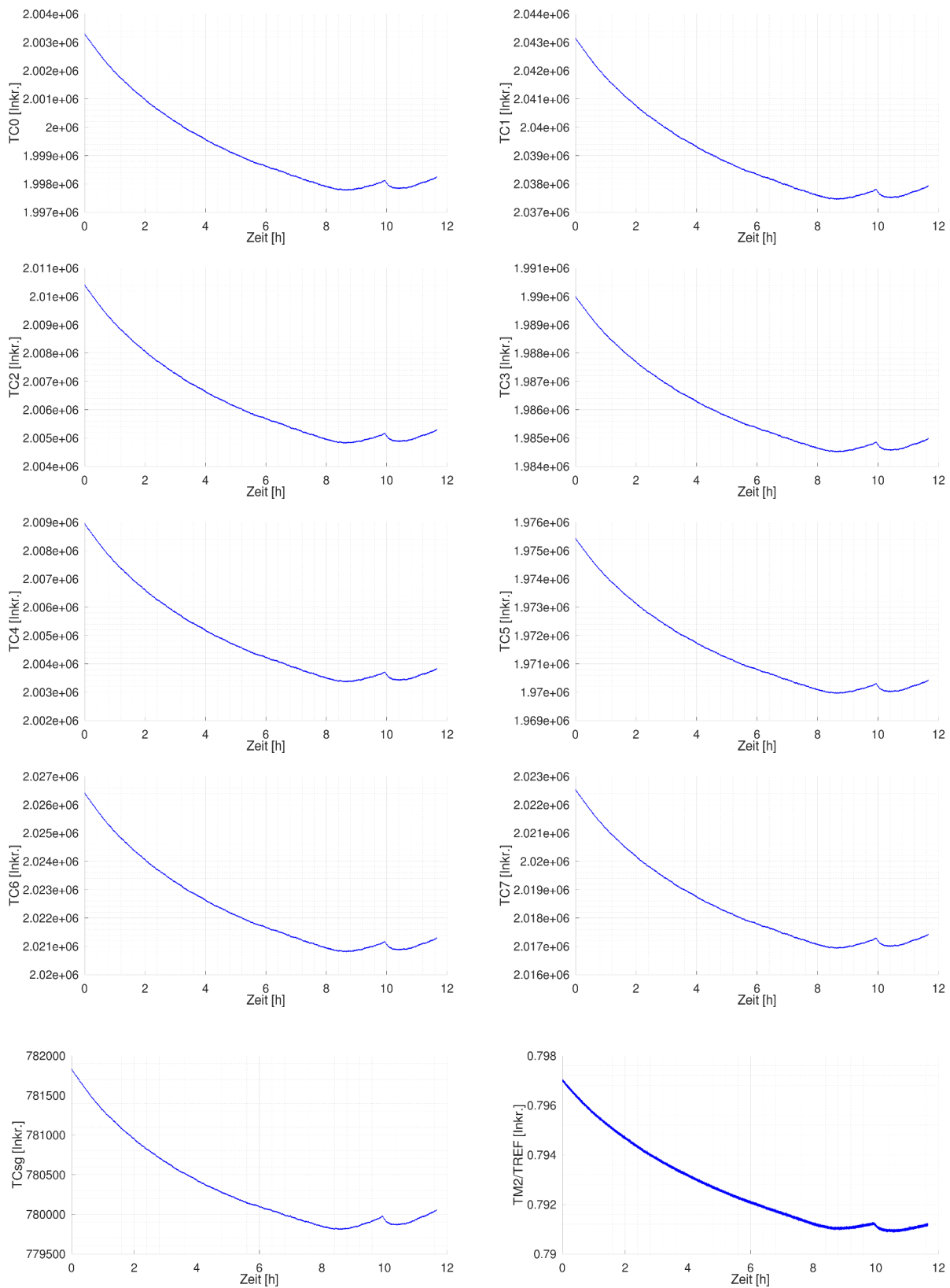


Abbildung 30: Rohsignale TC0 bis TC7, TCsg und Temperaturverhältnis TM2/TREF

Für TC0 bis TC7 wurden, für eine bessere Übersichtlichkeit, Ausschnitte von jeweils 7000 Inkrementen auf der y-Achse gewählt. Allerdings weisen die 8 Kapazitätssports unterschiedlich große Offsets auf, sodass keine gleiche Skalierung der y-Achse möglich ist. Zur Beurteilung wurden zunächst alle denkbaren Kombinationen von Differenzen zwischen je zwei Kapazitätssports eines jeden Musteraufbaus gebildet. Beispielhaft sind diese in Abbildung 31 für vier Musteraufbauten gezeigt. Der Vergleichbarkeit wegen sind die y-Achsen in allen 4 Diagrammen gleich skaliert.

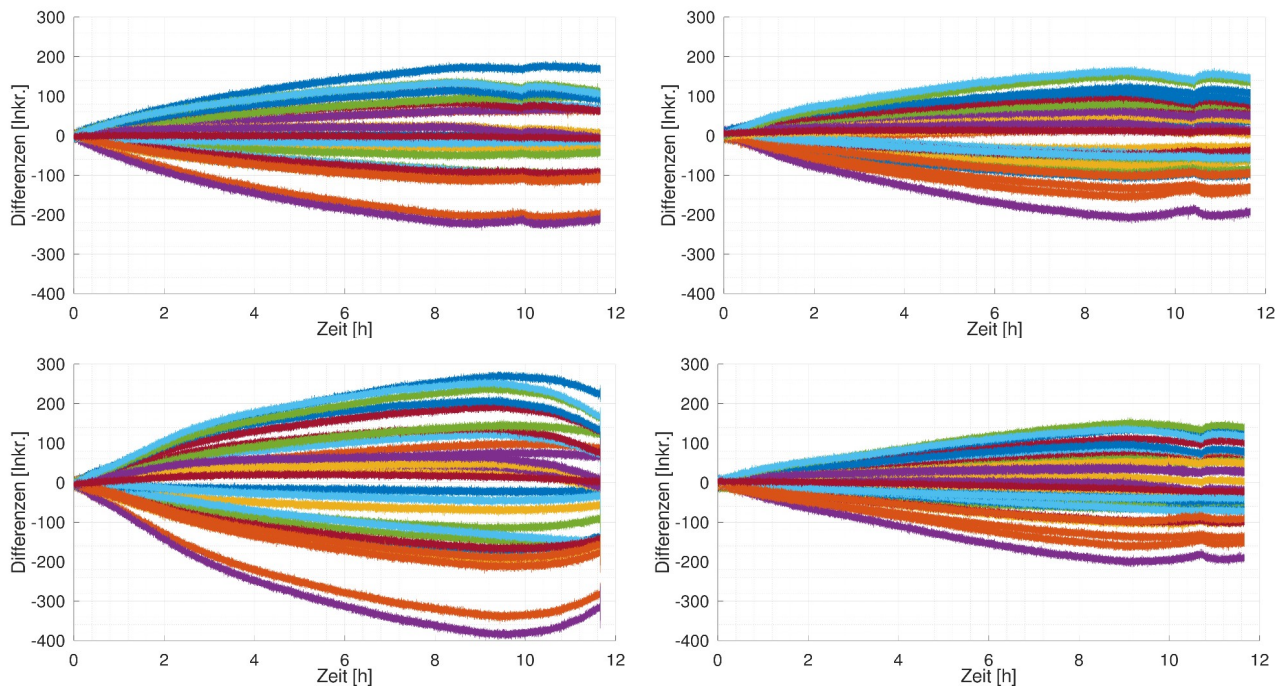


Abbildung 31: Kombinationen aller Differenzen für 4 verschiedene Musteraufbauten

Es ist zu erkennen, dass sich die Differenzen aller Musteraufbauten sehr voneinander unterscheiden und es keinen systematischen Zusammenhang gibt. Ferner laufen auch die Differenzen mit der Zeit und unterschiedlich stark weg.

Im nächsten Schritt wurde, wie vom Hersteller vorgeschlagen, ein Gain-Korrekturfaktor eingeführt und zwischen 1,2 bis 1200 in Vielfachen von 10 variiert, ein dritter Kapazitätssport mit Referenzkondensator berücksichtigt und die Differenzen gebildet.

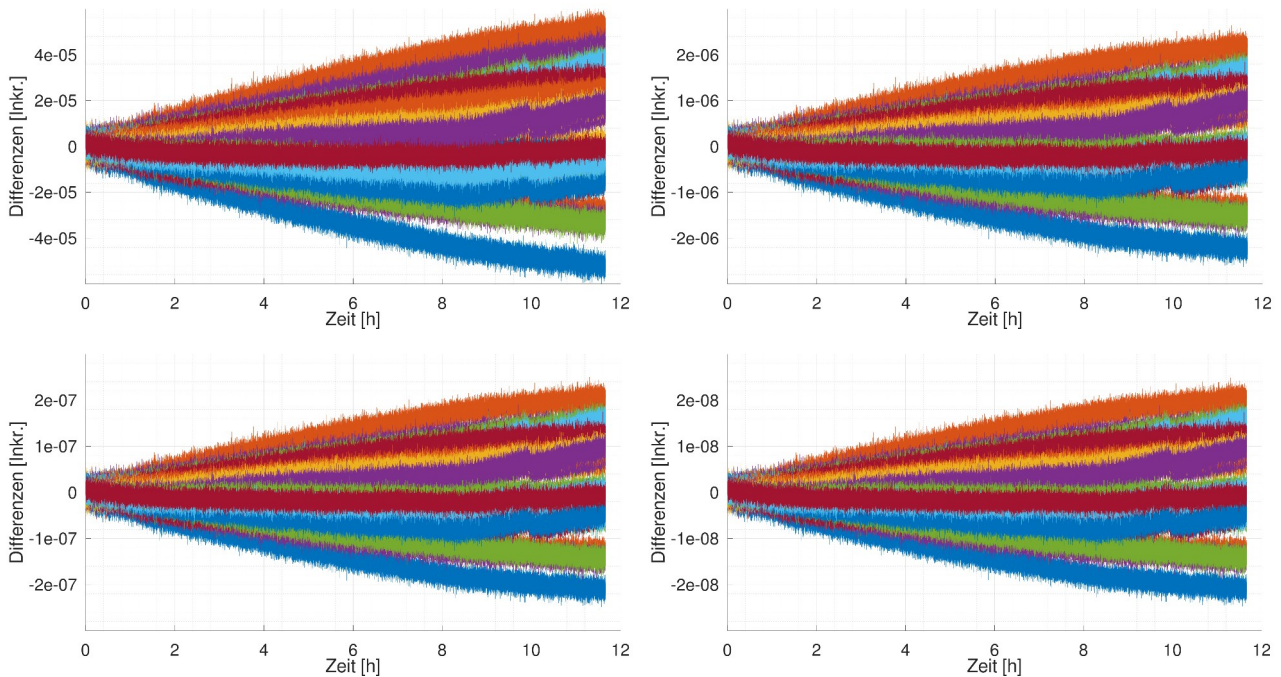


Abbildung 32: Untersuchungen zum Gain-Korrekturfaktor von 1,2 bis 1200 in Schritten von 10 für Muster2

In Abbildung 32 ist dies exemplarisch für einen Musteraufbau gezeigt. Man erkennt, dass sich der Absolutwert der Differenzen zwar verändert, der qualitative Verlauf jedoch gleich bleibt, was heißt, dass mit diesem Ansatz die Signale über die Zeit auch weiterhin weglaufen.

Da dieses Ergebnis für einen langzeitstabilen Sensor inakzeptabel ist, wurde ein anderer Ansatz gewählt. Der neue Ansatz geht davon aus, dass der Korrekturfaktor nicht nur designspezifisch und aufbauspezifisch ist, sondern darüber hinaus auch kanalspezifisch, sodass jeder Kanal zunächst individuell TCsg-kompensiert werden muss, bevor eine Differenz zwischen zwei Kanälen gebildet werden kann. Diese Annahme wurde nachfolgend anhand derselben Messwerte untersucht.

Dazu wurde zunächst geprüft, mit welchem Polynom das Verhalten hinreichend gut beschrieben werden kann. Hierfür werden die Residuen eines Polynoms erster, zweiter und dritter Ordnung und ferner die kompensierten Differenzen miteinander verglichen. Beispielhaft ist dies für einen Musteraufbau in Abbildung 33 gezeigt.

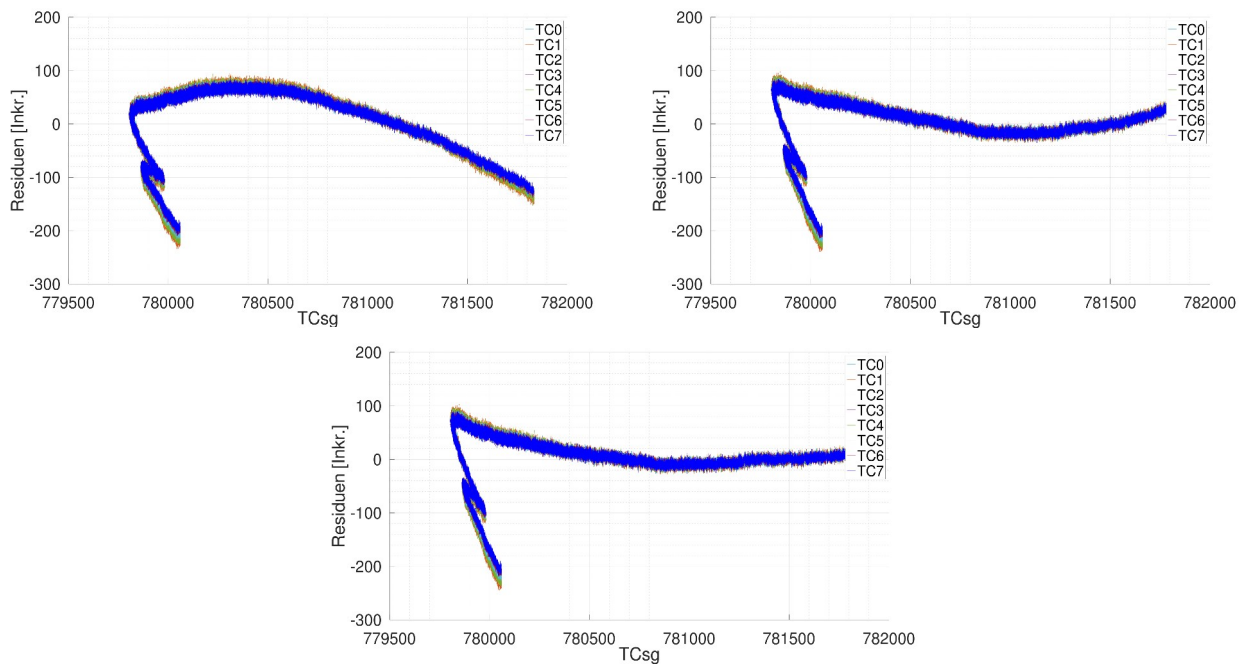


Abbildung 33: Residuen nach individueller TCsg-Kompensation mit Polynomen 1., 2. und 3. Ordnung

Im direkten Vergleich zeigen die Residuen aller drei Polynome, dass noch ein kleiner unkompensierter Anteil verbleibt, der mit der TCsg-Kompensation nicht ausgeglichen werden kann, der insbesondere direkt nach dem Einschalten des Sensors greift, wenn also noch kein thermisches Gleichgewicht im Chip herrscht.

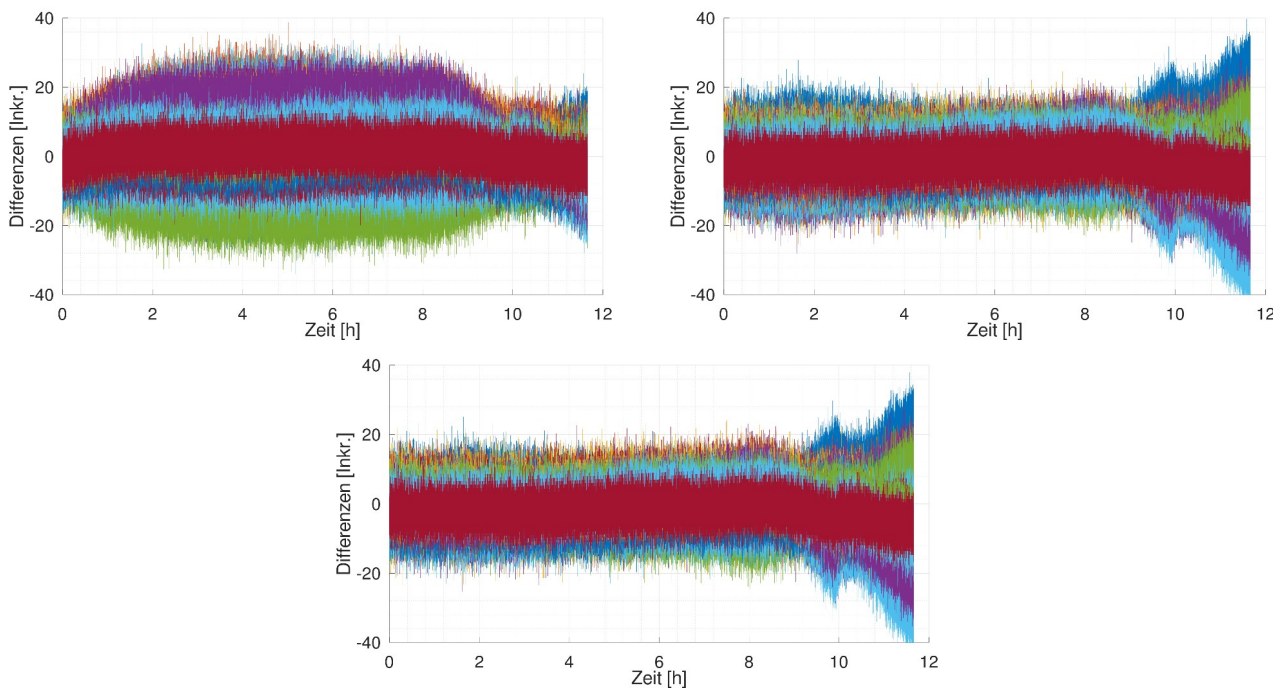


Abbildung 34: Kompensierte Differenzen nach individueller TCsg-Kompensation mit Polynomen 1., 2. und 3. Ordnung

Betrachtet man die individuell kompensierten Differenzen (Abbildung 34), zeigt sich, dass diese sich ähneln und auch über die Zeit deutlich stabiler sind. Mit einem Polynom 2. Ordnung für die TCsg-Kompensation werden bereits hinreichend gute Ergebnisse erzielt, allerdings laufen auch hier die Signale nach sehr langer Zeit minimal weg.

Daher wurden die Rohsignale zur Bestimmung der Temperatur herangezogen, um hierfür eine Erklärung zu finden. In Abbildung 35 sind der interne Aluminiumwiderstand (TM2), der interne Referenzwiderstand (TREF) und das Verhältnis aus beiden (TM2/TREF) über die Kompensationsmessung (TCsg) sowie der Referenzwiderstand über den Aluminiumwiderstand aufgetragen.

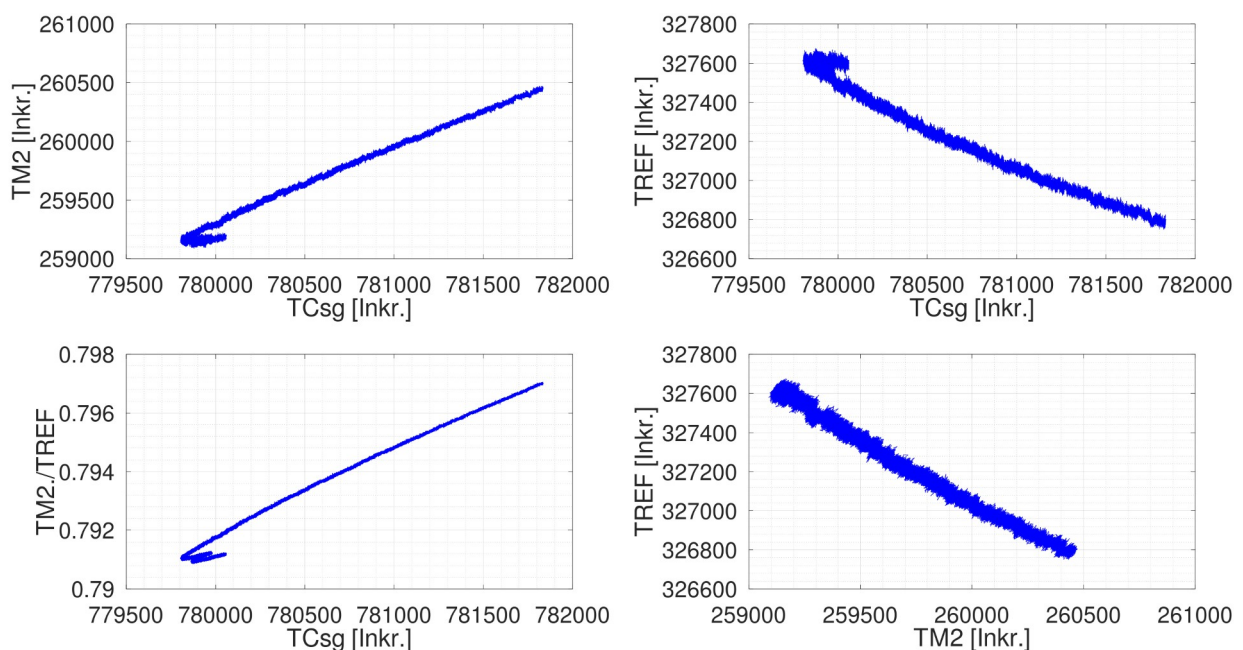


Abbildung 35: Darstellung der Abhängigkeiten von $TM2$, $TREF$ und $TM2/TREF$ über $TCsg$ sowie $TREF$ über $TM2$

Man erkennt, dass ein Beitrag in $TCsg$ enthalten ist, der zu einer Abweichung führt. Dieser Anteil ist in der Temperaturmessung entweder nicht enthalten oder liegt unterhalb der Rauschgrenze der Widerstandsmessung und kann somit nicht eindeutig identifiziert werden.

Würde man die Rohsignale der Kapazitätsmessungen über den Aluminiumwiderstand, den Referenzwiderstand oder dem Verhältnis aus beidem auftragen, würde man erkennen, dass ein solcher Anteil ebenfalls in den Kapazitätsmessungen enthalten ist, der jedoch keinem vorhersagbarem Verlauf folgt und somit nicht kompensiert werden kann.

Da sich die Messwerte in den Ergebnisregistern über Formel 2-6 ableiten, muss es sich um einen Anteil handeln, der entweder auf die Taktquelle, auf den TDC, den Komparator oder den Entladewiderstand zurückzuführen ist. Da jedoch ausschließlich die Ergebnisregister ausgelesen werden können und kein Zugriff auf den Coarse Counter und Fine Counter besteht, kann die Ursache hierfür nicht näher untersucht werden. Naheliegend ist jedoch, dass die Ursache im Referenztakt des Keramikresonators oder im TDC selbst zu suchen sein könnte. Dazu können der Einfluss des Komparators oder der Einfluss des internen Entladewiderstands, z.B. seines Temperaturkoeffizienten, zählen. Verschiedene andere Erklärungsansätze hierfür findet man in [ACA04]. Auch ein Einfluss des Temperaturkoeffizienten der angeschlossenen Festkondensatoren kann nicht ausgeschlossen werden.

Ein Einfluss der Taktquelle resp. des Keramikresonators wird im nächsten Teilkapitel untersucht.

3.5. Untersuchungen zu Taktquellen am PCap01

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass mit der TCsg-Kompensation zwar erhebliche Verbesserungen hinsichtlich der Langzeitstabilität erzielt werden konnten, jedoch ein unkompensierbarer Anteil zu verzeichnen ist, der eventuell auf die Taktquelle zurückzuführen sein könnte. In [Rei01] wurde daher der Einfluss des Referenztaktes untersucht und Messungen an verschiedenen Taktgebern wie Keramikresonatoren, Quarzen, Oszillatoren und programmierbaren Taktquellen durchgeführt, um einen eventuellen Zusammenhang zwischen dem Verlauf der Messsignale und der Stabilität des Referenztaktes aufzuzeigen. Zur Untersuchung, welchen Einfluss ein Taktgeber am PCap01 hat, wurde das in Abbildung 36 gezeigte Board entworfen, das erlaubt, unterschiedliche Taktgeber zu bestücken. Die Abbildung zeigt die Leiterplatte mit (a) Anschluss zur Stromversorgung und zum USB-Konverter, (b) Anschluss für den aktiven Tastkopf, (c) PCap01, (d) Taktgeber (e) Keramikkondensatoren mit den Kapazitäten 7 pF, 8 pF, 9 pF, 2x 10 pF, 11 pF, 12 pF und 13 pF. Für eine gute Vergleichbarkeit der Aufbauten untereinander wurden NP0/C0G-Festkondensatoren bestückt, die einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten aufweisen.

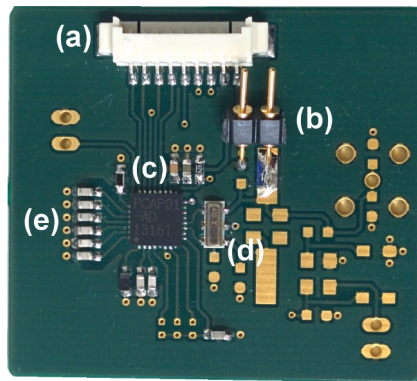


Abbildung 36: Board zur Untersuchung des Einflusses des Taktgebers

Die verwendeten Taktquellen wiesen dabei unterschiedliche Frequenztoleranzen, Stabilitäten und Temperaturkoeffizienten sowie unterschiedliche Technologien auf, unterscheiden sich jedoch auch deutlich im Preis. Zu den untersuchten Taktquellen zählen Keramikresonatoren, Quarze, Quarzoszillatoren, MEMS-Oszillatoren sowie temperaturkompensierte Quarzoszillatoren. Keramikresonatoren mit einer Frequenztoleranz von $\pm 0,5\%$ und einer Temperaturdrift von $0,15\%$ sind günstig und haben den Vorteil, schnell anzuschwingen, ein Quarz kostet dagegen etwas mehr und schwingt langsamer an. Allgemein weisen Quarze jedoch eine bessere Kurzzeitstabilität gegenüber Keramikresonatoren und einen deutlich kleineren Temperaturkoeffizienten auf. Die hier verwendeten Quarze sind mit einer Frequenztoleranz von ± 50 ppm und einer Temperaturdrift von ± 30 ppm/K spezifiziert.

Tabelle 3: Übersicht der untersuchten Taktquellen [Rei01]

Taktquelle	Hersteller/Distributor	Modell	Nennfrequenz	Temperaturkoeffizient
Keramikresonator	Murata Manufacturing	CSTCR 4,00	4 MHz	0,15 %/K
Quarz HC49	Reichelt (Distributor)	4,0000-HC49-SMD	4 MHz	± 30 ppm/K
Quarz HC49	Reichelt (Distributor)	16,0000-HC49-SMD	16 MHz	± 30 ppm/K
Quarz MJ	Euroquartz	16,000000-MJ	16 MHz	± 30 ppm/K
XO	Euroquartz	XO53 16,00000	16 MHz	± 25 ppm/K
MEMS-Oszillator	Silicon Labs	501BCA16M0000BAF	16 MHz	± 50 ppm/K
TCXO	IQD	LFPTXO000268	16,384 MHz	± 1 ppm/K

Ein Quarzoszillator (XO) enthält zusätzlich zum Quarz eine Oszillatorschaltung und ist daher im Vergleich zum Quarz etwas teurer. Der hier verwendete weist einen Temperaturkoeffizienten von ± 25 ppm/K auf und ist mit einem Phase Jitter von typisch 10 psrms spezifiziert. MEMS-Oszillatoren kombinieren einen MEMS-basierten Schwinger mit einer in CMOS hergestellten Oszillatorschaltung und waren zum Zeitpunkt der

Untersuchungen noch vergleichsweise neu und teuer. Der Phase Jitter ist mit typisch 1 psrms und der Temperaturkoeffizient mit ± 50 ppm/K angegeben. Temperaturkompensierte Quarzoszillatoren sind Quarzoszillatoren, deren Temperaturgang mit zusätzlichen Schaltungsmaßnahmen kompensiert wurde. Sie stellen in dieser Untersuchung die teuerste, gleichzeitig aber auch mit ± 1 ppm/K die temperaturunempfindlichste Taktquelle dar. Der Phase Jitter ist dagegen nicht spezifiziert. Tabelle 3 liefert eine Übersicht der untersuchten Taktgeber inkl. ihrer Temperaturkoeffizienten.

Die Messungen wurden über einen Zeitraum von 24 h in einer Klimakammer bei konstanter Temperatur von 23 °C durchgeführt. Die Messung erfolgte im Messbereich 2 und bei einer Mittelungsrate von 512 Messwerten. Die Arbeit kommt zu dem vorläufigen Schluss, dass kein direkter Zusammenhang zwischen der Taktquelle und der Stabilität der Messwerte hergestellt werden kann, hat zum damaligen Zeitpunkt jedoch noch nicht die notwendige individuelle TCsg-Kompensation berücksichtigen können. Sollte dieser Schluss, unter Berücksichtigung einer individuellen TCsg-Kompensation, falsch sein, wäre ein signifikanter Unterschied bei den Residuen der Kompensation zu erwarten. Angesichts dieser Vermutung wurden daher die Messdaten erneut analysiert.

Die Analyse erfolgt über einen linearen Fit zwischen Kapazitätsmessung und Kompensationsmessung und zieht anschließend die Residuen zum Vergleich heran. Dafür sind die x-Achsen gleich und die y-Achsen über eine Änderung von 1000 Inkrementen skaliert, sodass die Ergebnisse direkt miteinander vergleichbar sind.

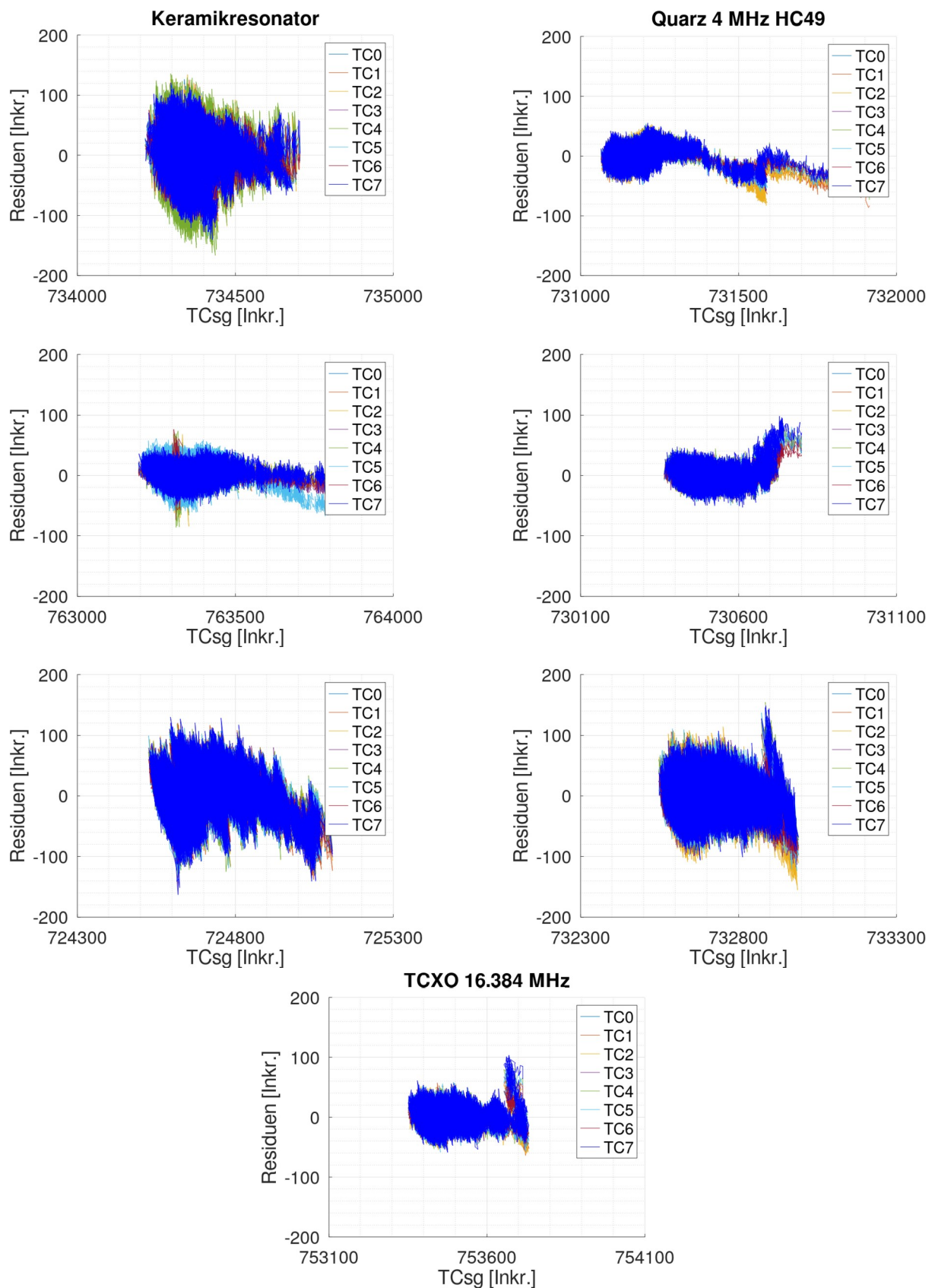


Abbildung 37: Residuen für Keramikresonator 4 MHz (1. Reihe links), Quarz 4 MHz HC49 SMD (1. Reihe rechts), Quarz 16 MHz HC49 SMD (2. Reihe links), Quarz 16 MHz MJ (2. Reihe rechts), XO 16 MHz (3. Reihe links), MEMS 16 MHz (3. Reihe rechts), TCXO 16,384 MHz (4. Reihe) unter Berücksichtigung einer TCsg-Kompensation

Die beste Taktquelle ist dabei diejenige, die die geringsten Residuen (vertikal schmales Band) aufweist und bei denen die kleinste TCsg-Änderung zu verzeichnen ist (horizontal schmal). In Abbildung 37 sind die Residuen der 8 Kapazitätsports für die Aufbauten mit den verschiedenen Taktquellen mit einer vorherigen, individuellen TCsg-Kompensation dargestellt. Dabei ist festzuhalten, dass die Messung auf der rechten Seite der Diagramme beginnt; hier wird der Sensor bestrahlt, mit Firmware und Konfiguration geladen und die Messung gestartet. Es zeigen sich wie vermutet deutliche Unterschiede, abhängig von der jeweiligen Taktquelle. Der Keramikresonator, der Quarzoszillator und der MEMS-Oszillator weisen die größten Residuen auf und stabilisieren sich schnell. Der 4 MHz Quarz im HC49-Package zeigt deutlich geringere Residuen, braucht jedoch deutlich länger, bis er sich stabilisiert hat. Vergleichbar dazu ist auch der 16 MHz Quarz im HC49-Package. Der TCXO schwingt deutlich schneller ein, zeigt aber gegenüber den Quarzen keinen Vorteil bei den Residuen. Das insgesamt beste Ergebnis liefert der 16 MHz Quarz MJ im SMD-Keramikpackage, er stabilisiert sich schnell und weist geringe Residuen auf.

Unabhängig davon kann man den Abbildungen entnehmen, dass die individuelle TCsg-Kompensation ebenfalls den gewünschten Erfolg liefert. Bereits kurze Zeit nach dem Einschalten verhalten sich alle Kanäle gleich, erkennbar daran, dass alle Kurven übereinander liegen.

In diesem Kapitel wurde zunächst auf allgemeine Besonderheiten beim Entwurf kapazitiver Sensoren eingegangen. Es wurde gezeigt, welche Möglichkeiten zur Schirmung der Elektroden und deren Zuleitungen für kapazitive Sensoren bestehen. Hierfür gibt es zwei Ansätze, einerseits die Massefläche selbst als Schirm zu verwenden, andererseits mit Hilfe von schnellen Operationsverstärkern eine aktive Schirmung aus den Lade-Entladekurven abzuleiten. Zudem wurde auf die Firmware und Konfiguration eingegangen und sowohl eine Einführung in die Unterschiede der Standardfirmware als auch in die anwendungsspezifische Firmware gegeben. Die zwei unterschiedlichen Messmodi Messbereich 1 und Messbereich 2 wurden vorgestellt. Zuletzt wurde auf die TCsg-Kompensation eingegangen und der Einfluss der Taktquelle auf die Signalqualität aufgezeigt. Dabei kam heraus, dass ein externer 16 MHz Quarz Typ MJ die besten Ergebnisse liefert. Die gewonnen Erkenntnisse bilden die Grundlage für die im nächsten Kapitel gezeigten Beispiele für Sensoren mit Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik.

4 Kapazitive, leiterplattenbasierte Sensoren

Im folgenden Kapitel werden zwei Beispiele für kapazitive, leiterplattenbasierte Sensoren vorgestellt, die im Rahmen der öffentlich geförderten Projekte innBW BW-CPS und ZIM-MinoNGS entwickelt wurden. Beide Sensoren basieren auf einem fluidischen Prinzip und berücksichtigen bei ihrem Entwurf sowie der Messwertauswertung die in Kapitel 3 gewonnenen Erkenntnisse. Kapitel 4.1 stellt einen hochgenauen, zweiachsigen Neigungssensor vor. Zunächst wird auf das Funktionsprinzip eingegangen, Untersuchungen zur Leiterbahnführung und Kontaktierung der Elektroden vorgestellt, die Firmware und Konfiguration erläutert, die Sensoraufnahme im Gehäuse gezeigt und Messergebnisse samt Linearisierungsansätze präsentiert. Kapitel 4.2 geht auf einen einachsigen Neigungssensor ein. Hierzu wird zunächst die existierende Sensorversion vorgestellt und die Motivation zur Verbesserung aufgezeigt. Danach wird auf Firmware und Konfiguration eingegangen und Untersuchungen zu verschiedenen Elektrodenlayouts vorgestellt. Danach wird ein seriennahes Sensorgehäuse gezeigt, in das die Sensoren zur Charakterisierung auf einem Prüfstand montiert wurden. Erste Zwischenergebnisse werden vorgestellt, die zur Auswahl eines Elektrodenlayouts für die weitere Optimierung führten und die Entwicklung eines AddOn-Prozesses erforderlich machten, der ebenfalls vorgestellt wird. Schließlich wird auf die Optimierungen eingegangen und die so erreichten Messergebnisse vorgestellt.

4.1. Beispiel 1: fluidischer, zweiachsiger Neigungssensor

Der Sensor basiert auf einem Entwurf, der zuvor bereits in [Sch11] vorgestellt, mittels AD7746 umgesetzt und erfolgreich erprobt wurde. Anhand dieses Sensors wurde der Einsatz der PCap0x-Familie für kapazitive Sensoren evaluiert. Da es sich hierbei um einen Sensor mit differentieller Elektrodenanordnung mit gemeinsamer Gegenelektrode für alle vier Einzelkondensatoren handelt, musste hierfür, wie in Kapitel 2.4 bereits beschrieben, auf den Messmodus grounded zurückgegriffen werden.

4.1.1. Funktionsprinzip des Sensors

Der Sensor besteht, wie in Abbildung 38 gezeigt, aus einer Leiterplatte mit vier tortenförmigen Elektroden auf der Oberseite, die von einem Lötring umgeben sind. Auf diesen ist eine metallische Kuppel aufgelötet und bildet zusammen mit der Leiterplatte eine Kavität.

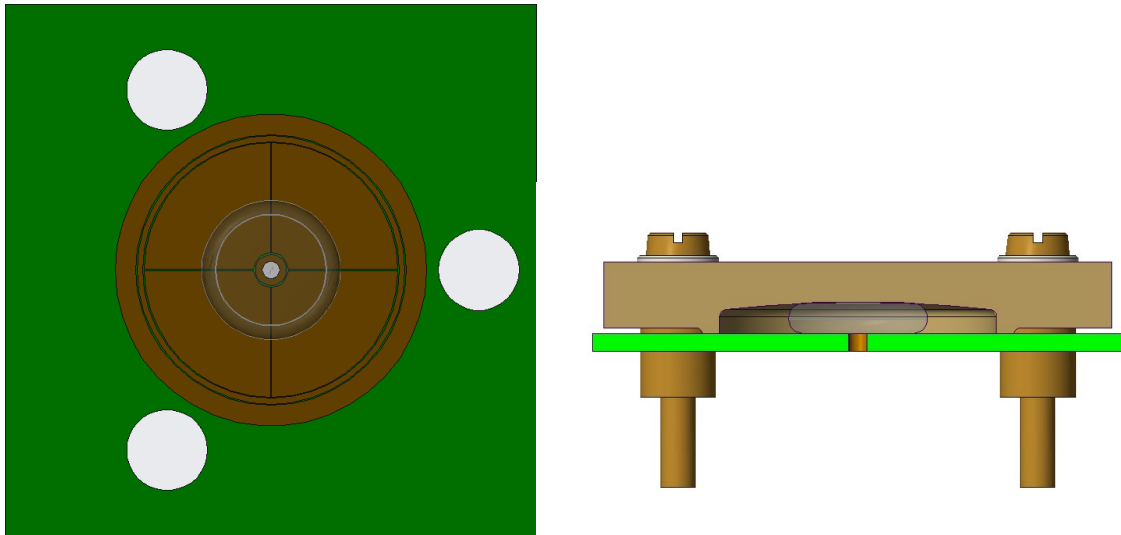


Abbildung 38: Leiterplatte mit Fluid und Luftblase (oben) und Schnitt durch den Sensor mit Kuppel und Befestigung (unten)

Die Kuppel ist aus Kupfer gefertigt, mit Nickel/Gold beschichtet und weist im Inneren eine Wölbung auf, die mittels Ultrapräzisionsbearbeitung in das Kupfer eingebracht wurde. Die Kavität ist mit einem dielektrischen Fluid derart befüllt, dass sich eine Luftblase ausbildet, die einen Durchmesser aufweist, der dem halben Durchmesser der Sensorzelle entspricht. Das Fluid wird über eine Befüllöffnung eingebracht, die sich in der Leiterplatte in Form einer Durchkontaktierung befindet. Diese wird nach dem Befüllprozess mittels selektiven Lötens dauerhaft verschlossen. Dadurch bilden sich vier Kondensatoren, mit der Kuppel als gemeinsamer Gegenelektrode, aus. Die Wölbung der Kuppel und der Durchmesser der Sensorzelle sind derart gewählt, dass sich ein Messbereich von $\pm 2^\circ$ in zwei Achsen ergibt. Innerhalb dieses Messbereichs stößt die Luftblase gerade nicht an den Rand der Kuppel an. In horizontaler Lage befindet sich die Luftblase mittig im Sensor und überdeckt alle Elektroden flächengleich. Wird der Sensor geneigt, wandert die Luftblase entlang der Kuppelwölbung und überdeckt in der Folge die vier Elektroden unterschiedlich. Dies kann kapazitiv erfasst werden, indem jeweils zwei diagonal gegenüberliegende Elektroden einen differentiellen Kondensator bilden. Das Prinzip entspricht demnach einer kapazitiv ausgelesenen Dosenlibelle, wie sie bspw. von Stativen bekannt ist.

Da für diese Anordnung mit vier Elektroden und einer gemeinsamen Gegenelektrode der Messmodus grounded zum Einsatz kommen musste, war es zunächst erforderlich, eine geeignete Leiterbahnführung inklusive Kontaktierung der Elektroden zu ermitteln.

4.1.2. Untersuchungen zur Leiterbahnführung und Kontaktierung der Elektroden

Die erste Generation (Abbildung 39a, oben links) des Sensors basierte auf den Angaben im Datenblatt zum PCap01 und der mitgelieferten Standardfirmware. Entsprechend wurde die Pinzuordnung zwischen den Kapazitätsports und den Elektroden vorgenommen, weswegen eine Überkreuzung von zwei Leiterbahnen im Design für PC0 und PC3 in der ersten Innenlage nahe des Schaltkreises zu finden ist (gekennzeichnet durch einen schwarzen Pfeil in der Abbildung). Der PCap01 ist auf der Rückseite angeordnet und nutzt den internen RC-Oszillator, weswegen der Sensor zunächst nur im Messbereich 1 betrieben werden konnte. Später wurde ein Keramikresonator mit Fädeldrähten nachgerüstet, sodass der Betrieb im Messbereich 2 ebenfalls möglich war und eine Vergleichbarkeit zu den anderen Layoutvarianten hergestellt werden konnte. Die Ground-Fläche unter den Elektroden ist auf allen Lagen freigestellt, um die Grundkapazität zu reduzieren. Die Zuleitungen zu den Elektroden erfolgt über die zweite Innenlage und kontaktiert die Elektroden im Elektrodenschwerpunkt. Erwartungsgemäß zeigt diese Variante eine Querbeflussung auf zwei Elektroden, da unter ihnen die Zuleitung zu den anderen zwei Elektroden erfolgt, rückseitig eine Handempfindlichkeit sowie eine Empfindlichkeit gegenüber Umgebungsfeuchte. Die Befüllung des Sensors erfolgt über eine zentrale floatende Durchkontaktierung, d.h. sie ist mit keinem Signal verbunden.

In der Folgegeneration (Abbildung 39b, oben rechts) ist der PCap01 mit einem externen Keramikresonator ausgestattet und damit für ein Betrieb im Messbereich 2 vorgesehen. Der Keramikresonator ist rechts vom PCap01 angeordnet. Zudem wurde bereits zur Designphase von einer kundenspezifischen Firmware ausgegangen, was eine freie Pin-Wahl für die Kapazitätsports zur Folge hat. Entsprechend ist die Pinzuordnung zwischen den Kapazitätsports und den Elektroden symmetrisch belegt, sodass auf Überkreuzungen verzichtet werden kann. Die Zuleitungen sind in der ersten Innenlage und unterhalb des Löttrings, auf den die Kuppel gelötet wird, entlanggeführt. Die Kontaktierung der Elektroden erfolgt, symmetrisch für jeweils zwei benachbarte Elektroden, an den Außenkanten. Die Ground-Fläche unterhalb der Elektroden ist in der ersten und zweiten Innenlage freigestellt und nur auf der unteren Außenlage vorhanden. Die Durchkontaktierung, zum Befüllen des Sensors, ist mit dieser verbunden. Diese Variante zeigt Dank der Masseflächen unter den Elektroden keine Handempfindlichkeit und keinen Einfluss durch Umgebungsfeuchte,

allerdings eine unsymmetrische Kennlinie in beiden Achsen, was auf die Position der Kontaktierung der Elektroden zurückzuführen ist.

Das nächste Design (Abbildung 39c, Mitte links) versucht, mit diesen Nachteilen aufzuräumen, indem die Zuleitung auf kürzestem Weg zu den Elektroden in der zweiten Innenlage erfolgt. Gleichzeitig werden erste und zweite Innenlage sowie die untere Außenlage als schirmende Ground-Flächen genutzt, um ein Übersprechen auf die Elektroden zu unterbinden. Die Öffnung für die Befüllung wurde, wie in der Variante zuvor, als Durchkontaktierung auf Ground realisiert. Erwartungsgemäß zeigt diese Variante eine erhebliche Grundkapazität, da sich direkt unter den Elektroden Ground-Flächen befinden, was die Grundkapazität erheblich erhöht und zu deutlich längeren Entladezeiten führt. Dies wiederum hat zur Folge, dass für eine vorgegebene Messwiederholrate über weniger Messwerte gemittelt werden kann.

Als Resultat entstand die in Abbildung 39d, Mitte rechts, gezeigte Variante. Die Zuleitungen sind auf der unteren Außenlage auf kürzestem Weg zu den Elektroden geführt und kontaktieren sie in ihrem Schwerpunkt. Der Bereich unter den Elektroden ist auf der ersten Innenlage freigestellt und nur auf der zweiten Innenlage und der unteren Außenlage vorhanden. Die Befüllung des Sensors erfolgt über die an Ground angeschlossene Durchkontaktierung in der Layoutmitte. Die Variante zeigt erwartungsgemäß eine leichte Handempfindlichkeit auf der Rückseite, da die Zuleitungen zu den Elektroden offen liegen.

In der Variante Abbildung 39e, unten links, wurde daher erneut eine Leiterbahnführung unterhalb des Lötrings aufgegriffen. Die Zuleitungen sind in der ersten Innenlage entlang geführt und die Groundflächen unterhalb der Elektroden sowohl in der ersten als auch der zweiten Innenlage ausgespart. Die Kontaktierung erfolgt im Schwerpunkt der Elektroden. Aus Sicht der Sensorzelle ist dieses Design maximal symmetrisch, allerdings tragen die Zuleitungen unterschiedlich große Beiträge zur Grundkapazität bei. Die Variante zeigt weder eine Handempfindlichkeit noch eine Empfindlichkeit gegenüber Umgebungsfeuchte.

Mit der Variante in Abbildung 39f, unten rechts, wurden die unterschiedlich großen Beiträge der Zuleitungen soweit wie möglich minimiert, indem diese zunächst unterhalb des Lötrings entlanglaufen und dort in eine diagonale Zuleitung unterhalb der jeweiligen Elektroden übergehen. Auf diese Weise konnten die Grundkapazität minimiert und das Sensordesign symmetrisch gestaltet werden, was sich positiv auf die Kennlinien der

Einzelkanäle auswirkt. Gleichzeitig konnten sowohl eine Handempfindlichkeit als auch eine Empfindlichkeit gegenüber Luftfeuchtigkeit unterbunden werden.

Es ist anzumerken, dass zum Zeitpunkt der Entstehung dieser Sensoren noch nicht bekannt war, dass der erste aktive Kapazitätsport nach der Entladezeitmessung auf die Versorgungsspannung aufgeladen wird. Folglich sind alle Elektroden noch an den Kapazitätsports TC0 bis TC3 angeschlossen.

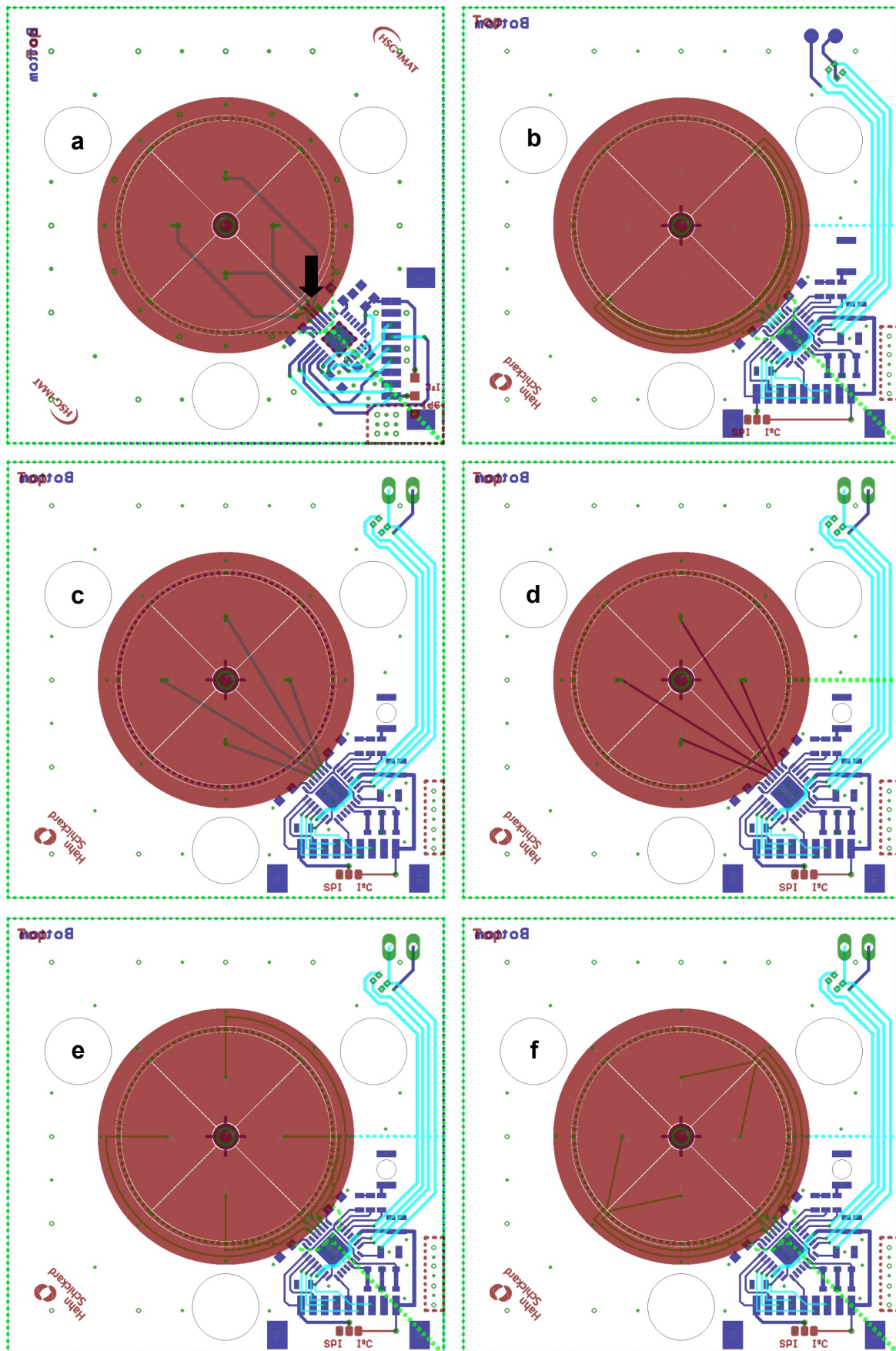


Abbildung 39: Zweiachsiger Neigungssensor mit verschiedenen Leiterbahnführungen, der schwarze Pfeil in Darstellung a markiert eine Leiterbahnkreuzung

4.1.3. Firmware und Konfiguration

Die Firmware ist anwendungsspezifisch und liest die akkumulierten Zählerstände nacheinander aus. Dazu werden die Sensoren im Messbereich 2 mit einem extern angeschlossenen Keramikresonator von 8 MHz betrieben. Hierfür sind der Messmodus grounded und die auszulesenden Kapazitätsports 0 bis 3 konfiguriert. Als Entladewiderstand ist der interne 180 k Ω Widerstand ausgewählt. Als Kapazitätstrigger wird der Sequenz-Timer verwendet und die Sequence Time auf 12 gesetzt, was einer Messwiederholrate von 6,1 Hz, d.h. einer maximalen Messzeit von 164 ms entspricht. Die Cycle Time beträgt 6,5 μ s, und die Akkumulationsrate ist auf 2400 mit 4 Fakeblöcken gesetzt, was zu einer Messzeit von 78,1 ms für das Auslesen aller Kapazitätsports führt. Für das Auslesen des Chip-internen Aluminiumtemperatursensors sowie des internen Referenzwiderstands, des Polysiliziumwiderstands, wurden eine Cycle Time von 280 μ s, eine Akkumulationsrate von 4 sowie 2 Fakeblöcke ausgewählt. Dies führt zu einer Messdauer von weiteren 2,8 ms, was zusammen mit der Messdauer für die Kapazitätsports 80,9 ms ergibt und damit unterhalb der maximalen Messzeit von 164 ms liegt, sodass es zu keinen Timing-Verletzungen kommt.

Die Firmware liest die Kapazitätsports 0 bis 3 sowie das Register der Kompensationsmessung aus. Da die Zählerwerte nicht in ein einzelnes 32 bit Register passen, werden sie durch Schiebeoperationen nach rechts in MSB und LSB aufgeteilt und in jeweils zwei Ausgaberegister verteilt geschrieben. Damit sind 10 der 12 Ausgaberegister belegt. Anschließend werden die Zählerstände des internen Polysiliziumwiderstands sowie des internen Aluminiumwiderstands ausgelesen und in die Ausgaberegister 0 und 1 geschrieben.

Der PCap01 ist über SPI an eine Mikrocontrollerbox angeschlossen, entsprechend ist diese Schnittstelle in der Konfiguration angewählt. Zunächst wird die Firmware in das SRAM des PCap01 und anschließend die Konfiguration übertragen.

4.1.4. Sensoraufnahme und Gehäuse

Um den Sensor präzise aufzunehmen und vor Umwelteinflüssen zu schützen, wurde ein Gehäuse konzipiert und angefertigt. Es besteht, wie in Abbildung 40 zu sehen ist, aus einer Basisplatte aus 1.2085, einem rostträgen, gut zu bearbeitenden Stahl, auf die der Sensor mittels 3-Punktaufnahme montiert wird. Dazu ist der Sensor über 3 Distanzhülsen sowie Schrauben auf der Basisplatte fixiert. Schrauben und Distanzhülsen sind aus

Messing gefertigt und passen damit gut zum Ausdehnungskoeffizienten der Kuppel aus Kupfer, sodass auch über Temperatur keine signifikante Verkipfung des Sensors zu erwarten ist. Zudem wurden die Distanzhülsen auf gleiche Längen selektiert, und die Befestigung der Schrauben erfolgt gleichmäßig mit einem Drehmomentschlüssel, um einer Verkipfung des Sensors bei der Montage entgegenzuwirken, was sich andernfalls als Offsetfehler auswirken würde. Die Basisplatte selbst verfügt auf ihrer Unterseite ebenfalls über eine Dreipunktaufnahme mit Durchgangslöchern, über die der Sensor in der Anwendung fixiert werden kann. Die Basisplatte ist zudem planparallel geschliffen.

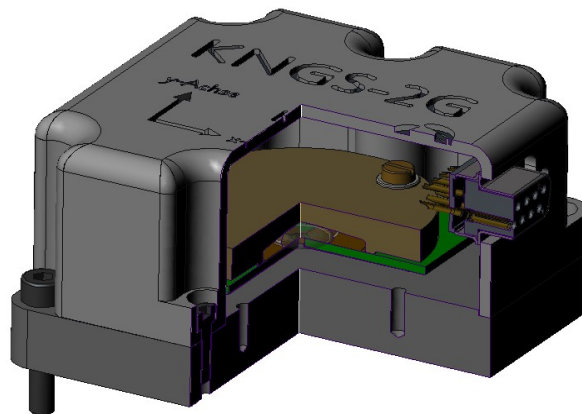


Abbildung 40: Entwurf des Sensorgehäuses mit Sensor im Gehäuse

Die Ausrichtung des Sensors auf der Basisplatte erfolgt über drei Passstifte, mit denen er an zwei seiner Außenkanten rechtwinklig angeschlagen wird. Der Gehäusedeckel ist aus Aluminium gefertigt und enthält eine Aussparung für den Stecker. Auf Dichtungen wurde hier zunächst verzichtet, da der Sensor lediglich unter Laborbedingungen getestet werden sollte. Dennoch ist eine Stufe in der Basisplatte vorgesehen, sodass eine geringe Dichtwirkung bereits mit der Montage des Deckels gegeben ist.

4.1.5. Messergebnisse

Die Aufnahme einer Kennlinie des Sensors erfolgte bei Raumtemperatur auf einem hochgenauen Neigungssensorprüfstand mit freundlicher Unterstützung der Firma Leica Geosystems. Da für solche Messbereiche und die enorm hohen Auflösungen keine kommerziellen Referenzsensoren existieren, ist der Prüfstand mit einem Laserinterferometer ausgestattet. Zunächst erfolgte eine Messung bei einem Winkel von 0° über einen Zeitraum von 5 Stunden. Sie bildet die Grundlage zur TCsg-Kompensation der einzelnen Kanäle am PCap01. In Abbildung 41 sind sowohl die Umgebungstemperatur

als auch die aufgezeichnete Umgebungsfeuchte sowie die Messwerte des Laserinterferometers wiedergegeben. Die Temperatur lag im Durchschnitt bei 18,58 °C und die relative Feuchte bei 63,15 %, die demnach beide als konstant angenommen werden können.

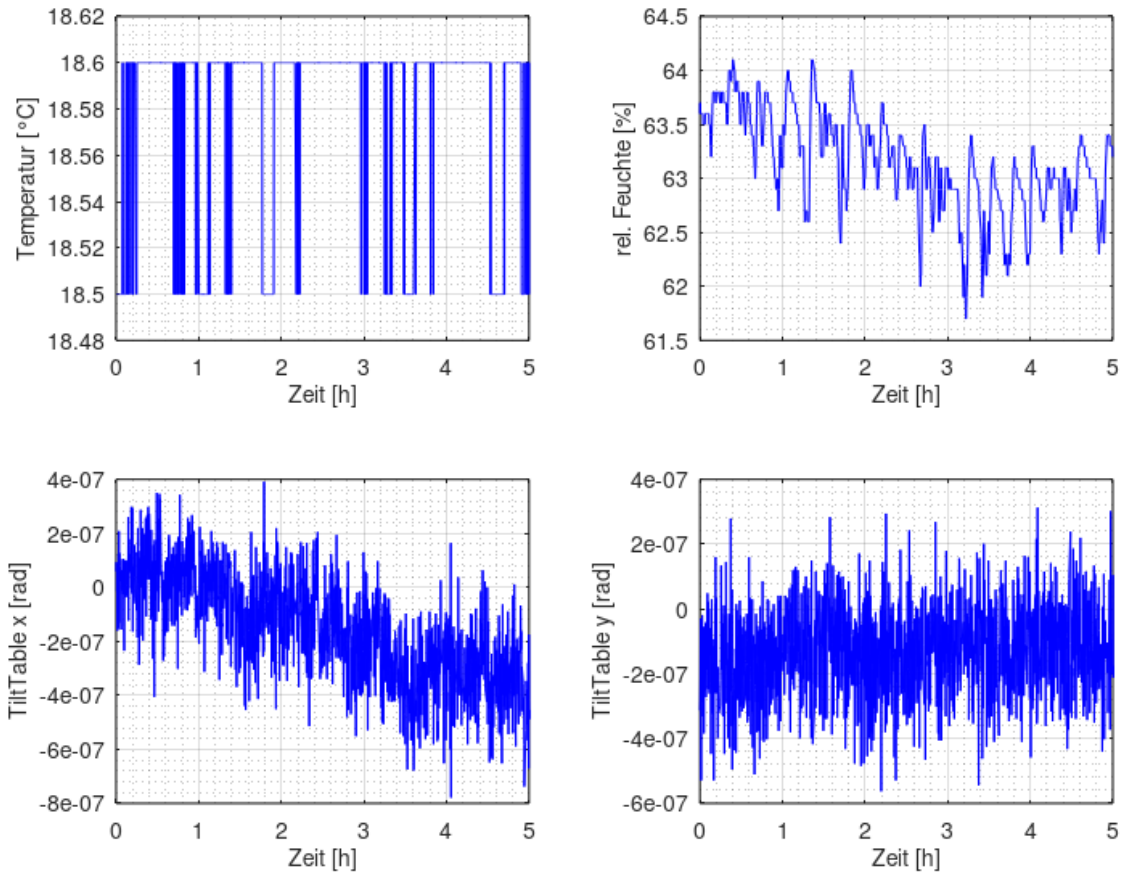


Abbildung 41: Daten des Referenzsystems

In Abbildung 42 sind die zugehörigen Messwerte des fluidischen, zweiachsigen Neigungssensors dargestellt und umfassen die Zählerstände der vier Elektroden E1-1, E1-2, E2-1 und E2-2, der Kompensationsmessung TCsg sowie den als Temperaturfaktor zusammengefassten Quotient aus internem Aluminiumwiderstand TM2 und Polysiliziumwiderstand TREF. Während der Temperaturfaktor konstant ist, ist eine deutliche Abnahme der Zählerstände sowohl für die Elektroden als auch für die Kompensationsmessung festzustellen. Daher wurde im nächsten Schritt die im Kapitel 3.4 beschriebene individuelle TCsg-Kompensation angewendet. Eine lineare Regression scheint die Abhängigkeit der Kanäle und der Kompensationsmessung hinreichend gut zu

beschreiben, erkennbar an den Residuen in Abbildung 43, die einen flachen Verlauf aufweisen.

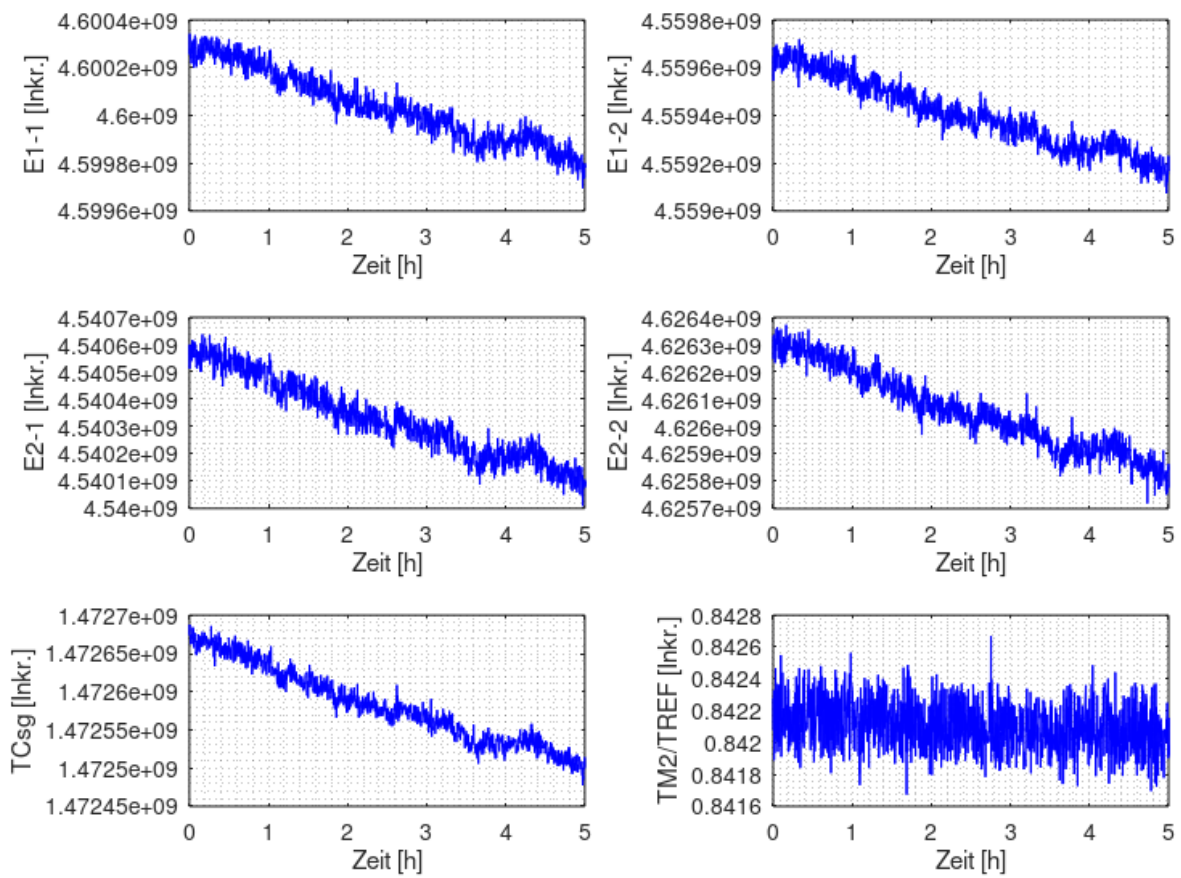


Abbildung 42: Messwerte des zweiachsigen Neigungssensors

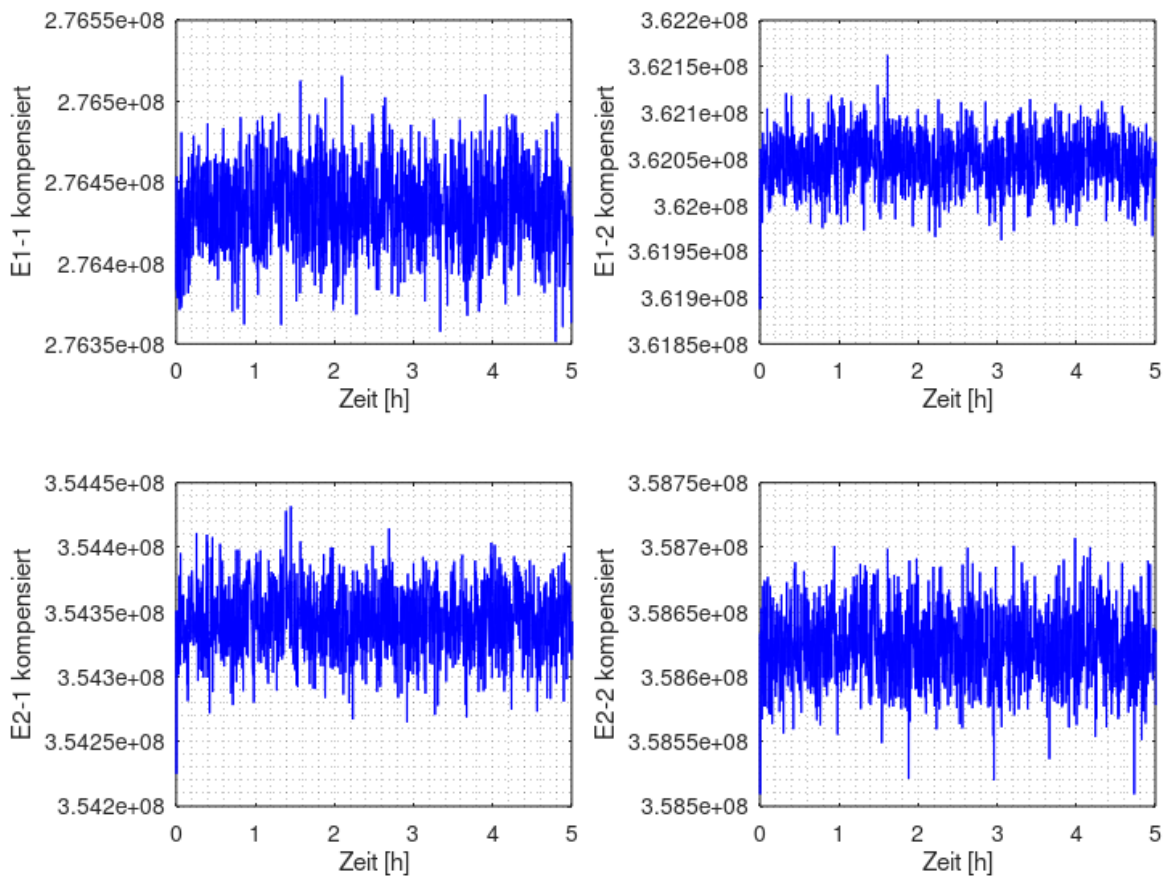


Abbildung 43: Residuen nach der TCsg-Kompensation mit einem linearen Ansatz

Die so bestimmten Kanal-abhängigen Koeffizienten wurden auf die Messwerte der Kennlinie angewendet. Hierzu wurde zunächst ein Kennlinienfeld von 10 x 10 Messpunkten in einem Winkelbereich von $\pm 2^\circ$ in beiden Raumachsen abgefahren und die Messwerte des fluidischen, zweiachsigen Neigungssensors sowie des Laserinterferometers aufgezeichnet. Nach erfolgter TCsg-Kompensation der Einzelkanäle können die Differenzen E1 und E2 der korrespondierenden Elektroden mit

$$E1 = E1-1, \text{ kompensiert} - E1-2, \text{ kompensiert} \quad (4-1)$$

und

$$E2 = E2-1, \text{ kompensiert} - E2-2, \text{ kompensiert} \quad (4-2)$$

gebildet werden. In Abbildung 44 sind links die mit dem Laserinterferometer als Referenzsystem gemessenen Winkel des Neigungswinkelprüfstands aufgetragen, wobei die x-Achse eine Neigung in x-Richtung und die y-Achse eine Neigung in y-Richtung repräsentieren. Auf der rechten Seite sind im Vergleich dazu die kompensierten Messwerte des Neigungssensors achsenrichtig dargestellt. Deutlich zu erkennen ist eine kissenförmige Verteilung der vom Neigungssensor gemessenen Punkte. Dies ist zu

erwarten und darauf zurückzuführen, dass der Neigungssensor aus einer planaren Leiterplatte und einer gewölbten Kuppel besteht. In horizontaler Lage befindet sich die Luftblase in der Sensormitte und ist rotationssymmetrisch. Wird der Neigungswinkelsensor jedoch gekippt, verformt sich die Luftblase aufgrund des abnehmenden Abstands zwischen gewölbter Kuppel und planarer Leiterplattenoberfläche.

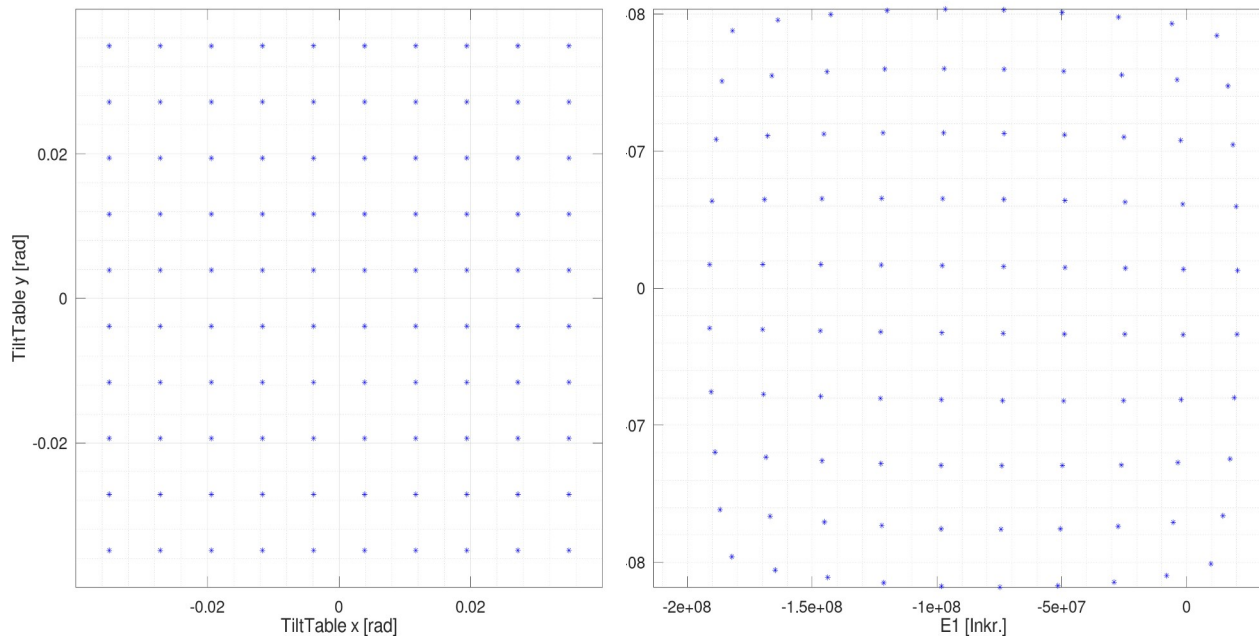


Abbildung 44: Referenzwerte des Laserinterferometers (links) und Messwerte des Neigungssensors vor der Linearisierung (rechts)

Diese Nichtlinearität des Sensors gilt es, mit Hilfe einer entsprechenden Vorschrift zu linearisieren und die Zählerstände in Winkelwerte umzurechnen.

Dazu wurde zunächst ein numerischer Ansatz, wie in Abbildung 45 gezeigt, gewählt und geprüft, ob über eine Kugel- bzw. Ellipsoidprojektion auf die Übertragungsfunktion geschlossen werden kann. Hierfür wurden die Messdaten des Neigungssensors passend zum Referenzmesssystem skaliert und Offset-verschoben. Anschließend wurden die Messdaten in ein Polarkoordinatensystem überführt, gedreht und eine mögliche Verkippung berücksichtigt. Auch wenn dieser Ansatz zunächst vielversprechend erscheint und in die richtige Richtung zielt - sichtbar daran, dass die Einheitsvektoren der Projektion vom Referenzsensor in Richtung der Messwerte des zu linearisierenden Sensors zeigen - so führt er zum aktuellen Stand nicht zum gewünschten Erfolg. Die Abweichungen der Einheitsvektoren zu den tatsächlichen Messwerten sind noch zu groß, und deswegen wurde dieser Ansatz eingestellt. Offenbar ist die Verformung der Luftblase zu komplex, als

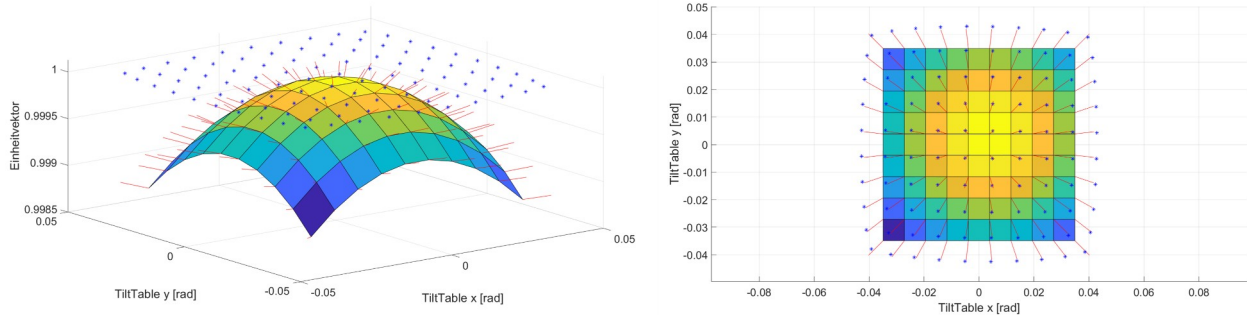


Abbildung 45: Isometrische Darstellung (links) und Draufsicht (rechts) des Linearisierungsansatzes mittels Kugelprojektion

dass sie mit einfachen mathematischen Funktionen nachgebildet werden kann. Stattdessen wurde ein anderer Ansatz verfolgt.

Tabelle 4: Auswählbare mathematische Funktionen in Eureka

Kategorie	Auswählbare Mathematische Funktionen
Basic	Constant, Integer Constant, Input Variable, Addition, Substraction, Multiplication, Division, Negation
Trigonometry	Sine, Cosine, Tangent
Exponential	Exponential, Natural Logarithm, Factorial, Power, Square Root
Squashing	Logistic Function, Step Function, Sign Function, Gaussian Function, Hyperbolic Function, Complementary Error Function
History	Delayed Variable, Simple Moving Average, Weighted Moving Average, Modified Moving Average, Simple Moving Median
Logical	If-Then-Else, Equal-To, Less-Than, Less-Than-Or-Equal, Greater-Than, Greater-Than-Or-Equal, Logical And, Logical Or, Logical Xor, Logical Not
Other	Minimum, Maximum, Modulo, Floor, Ceiling, Round, Absolute Value, Hyperbolic Sine, Hyperbolic Cosine
Inverse Trigonometry	Arcsine, Arccosine, Arctangt, Two-Argument Arctangent, Inverse Hyperbolic Sine, Inverse Hyperbolic Cosine, Inverse Hyperbolic Tangent

Hierfür musste zunächst sichergestellt werden, dass die Messwerte der beiden Achsen unkorreliert sind, das heißt die Messwerte des Sensors der x-Achse nicht von den Messwerten der y-Achse abhängig sind und umgekehrt. Dies konnte mit Hilfe des Programms Eureka nachgewiesen werden. Eureka basiert auf einer evolutionären Suche, um Übertragungsfunktionen zu finden, die weit über einen polynomen Ansatz hinausgehen. Dazu werden dem Programm die gemessenen und die Referenzwerte vorgegeben. Als nächstes wird eine Auswahl von mathematischen Funktionen, die in Tabelle 4 aufgelistet sind, getroffen, die vom Programm angewendet werden dürfen. Dabei sind diejenigen Funktionen fett hervorgehoben, die für die Suche nach der Übertragungsfunktion verwendet worden sind. Danach wird die Form der Übertragungsfunktion definiert. Um zu untersuchen, ob die x-Achse abhängig von den x-y-Signalen des Referenzsensors Ref_x und Ref_y ist, hat die Funktion die Form

$$Ref_x = f(Sensor_x, Sensor_y) \quad (4-3)$$

und es wird eine erste Suche gestartet. Wird Ref_y bei der Suche nach einer Übertragungsfunktion nicht verwendet, kann angenommen werden, dass die Messdaten $Sensor_x$ der x-Achse des Sensors, für den die Übertragungsfunktion gefunden werden soll, unabhängig von den Messwerten $Sensor_y$ der y-Achse des Referenzsensors sind. Auf gleiche Weise wird mit der y-Achse des Sensor verfahren und auch hier wurde keine Korrelation gefunden. Folglich können die Messwerte der beiden Achsen einzeln behandelt und mit den Messwerten des Laserinterferometers verrechnet werden.

Nun kann die eigentliche Suche der Übertragungsfunktion der Form

$$Ref_x = f(E1) \quad (4-4)$$

für die x-Achse und

$$Ref_y = f(E2) \quad (4-5)$$

für die y-Achse durchgeführt werden. Nach einiger Zeit findet das Programm verschiedene Übertragungsfunktionen unterschiedlicher Komplexität, die anhand ihres Korrelationskoeffizienten bzw. über R^2 (Goodness of Fit) bewertet werden können. Beide sollten idealerweise nahe 1 liegen. Zudem kann die Fehlerkurve, d.h. die Residuen, angezeigt und zur Bewertung herangezogen werden. Die Suche wurde jeweils nach einer Stunde gestoppt, das Ergebnis gespeichert und eine neue Suche gestartet, da beobachtet werden konnte, dass sich die Ergebnisse nach einer Stunde kaum noch verbessern. Gleichzeitig

nimmt die Suche mit jedem Neustart einen anderen Verlauf. Auf diese Weise wurden verschiedene Resultate für die einzelnen Achse erhalten und letztlich diejenigen beiden ausgewählt, die die kleinsten Residuen aufzeigten. Für die zwei Sensorachsen wurden zwei unabhängige, komplexe Übertragungsfunktionen

$$\text{Winkel}_{E1} = a + b * E1 + c * \sin(d + e * E1) + f * \sin(g + h * E1 + i * \sin(j + k * E1)) \quad (4-6)$$

$$\text{Winkel}_{E2} = a + b * E2 + c * \cos(d + e * E2) + f * \text{asin}(\cos(g + h * E2)) \quad (4-7)$$

mit den in Tabelle 5 aufgelisteten Koeffizienten gefunden, mit deren Hilfe die TCsg-kompensierten Signale der beiden Achsen linearisiert und in entsprechende Winkelwerte überführt werden können. Es fällt auf, dass für beide Kanäle unterschiedliche Funktionen unterschiedlicher Komplexität und mit einer unterschiedlichen Anzahl von Koeffizienten identifiziert wurden. Kommen für E1 ausschließlich Sinusfunktionen zum Einsatz, wird bei E2 von Kosinus und Arcussinus Gebrauch gemacht. Ferner kann festgestellt werden, dass die Koeffizienten über eine große Anzahl an Nachkommastellen verfügen. Zur Bewertung, wie viele Nachkommastellen tatsächlich signifikant sind, wäre nun eine Sensitivitätsanalyse erforderlich, die im Rahmen der Arbeit jedoch nicht durchgeführt worden ist. Stattdessen wurden die Funktionen wie ermittelt zur Linearisierung verwendet.

Tabelle 5: Koeffizienten der Übertragungsfunktionen

Koeffizient	Winkel _{E1}	Winkel _{E2}
a	0.0296387845901801	0.00137157698346922
b	3.46742140813233e-10	3.44252725815169e-10
c	0.00168370114512227	5.15811338193285e-6
d	5.18716405473541	0.52135364592896
e	2.81108751184556e-7	0.0540457303755927
f	0.00124215711363102	0.00123480221451459
g	5.16027437837409	5.81878408886894
h	2.80857999187128e-7	2.78820057194976e-7
i	1.36318034669905	
j	5.1874704170512	
k	2.8110867255248e-7	

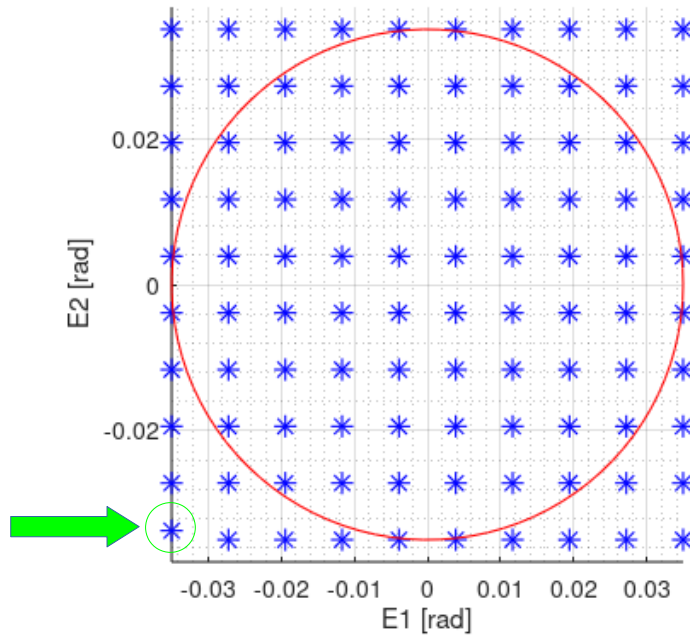


Abbildung 46: Kennlinienfeld des zweiachsigen Neigungssensors nach der Linearisierung

Abbildung 46 zeigt das Ergebnis der Linearisierung. Bei den Koordinaten $x = -2^\circ$ und $y = -2^\circ$ bzw. $x \approx -0,035$ rad und $y \approx -0,035$ rad erkennt man eine Abweichung des linearisierten Messwertes vom restlichen Raster. Berücksichtigt man jedoch, dass die Sensorzelle kreisrund ist und die Luftblase bei Messwerten, die außerhalb des roten Kreises liegen, bereits den Rand der Kuppel berührt, was zu einer Verformung der Blase und damit hochgradigen Nichtlinearität führt, relativiert sich diese Abweichung.

In Abbildung 47 sind die zugehörigen Abweichungen des linearisierten Sensors über den Neigungswinkel des Referenzsystems aufgetragen. Die zuvor erwähnte Abweichung bei $x = -2^\circ$ und $y = -2^\circ$ wurde der besseren Darstellung wegen ausgeblendet.

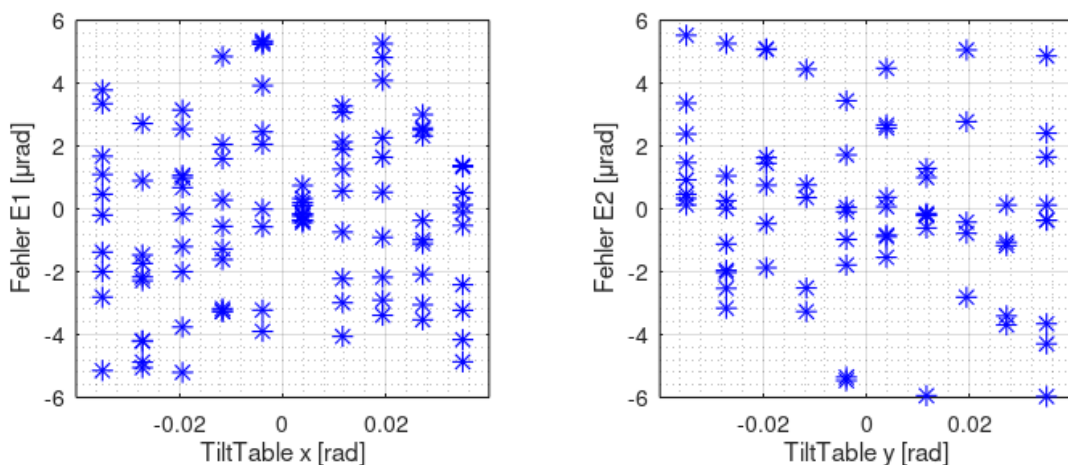


Abbildung 47: Restfehler des zweiachsigen Neigungssensors

Für alle anderen Messwerte liegt der Fehler bei $<\pm 6 \mu\text{rad}$, was in Anbetracht des großen Messbereiches und einer Messwiederholrate von 12,2 Hz des Sensors sehr gute Werte sind. Zum Vergleich sei bspw. das Konkurrenzprodukt Nivel 230 der Firma Leica Geosystems angeführt, das einen Messbereich von $\pm 1,1 \text{ mrad}$ ($\pm 0,06303^\circ$), eine Horizontiergenauigkeit von 2 arcsec aufweist und mit Genauigkeiten von 1 arcsec ($4,85 \mu\text{rad } 1\sigma$) bzw. 2 arcsec ($9,7 \mu\text{rad } 2\sigma$) spezifiziert ist und auf einer optischen Abtastung einer Flüssigkeit beruht [Lei230].

Abschließend wurde eine Messung zur Langzeitdrift durchgeführt. Hierzu wurden, mit dem Sensor im Gehäuse, das auf einer Granitplatte auf dem Fundament der Gebäudes lag, Messwerte über mehrere Tage aufgezeichnet. Die Messdaten wurden, wie zuvor beschrieben, TCsg-kompensiert und mit der gezeigten Formel in Winkelwerte umgerechnet. Das Ergebnis dieser Messung zeigt Abbildung 48, wobei der Offset für eine bessere Darstellung entfernt wurde.

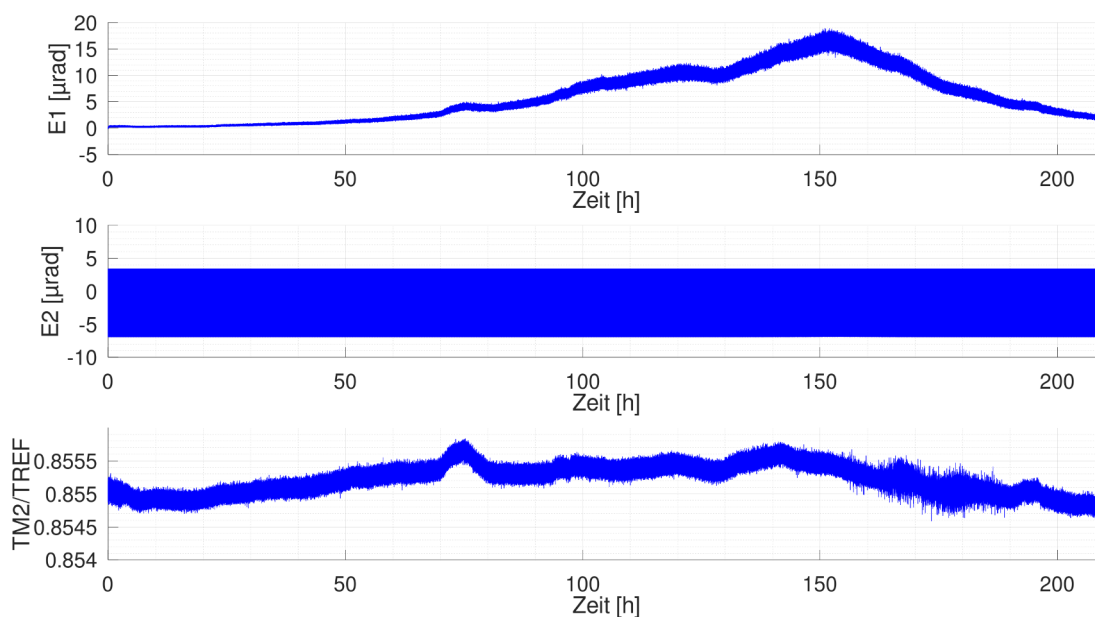


Abbildung 48: Umgerechnete Messwerte sowie Temperaturverhältnis einer Langzeitmessung des zweiachsigen Neigungssensors in Nulllage

4.2. Beispiel 2: fluidischer, einachsiger Neigungssensor

Im Rahmen eines ZIM-geförderten öffentlichen Projektes wurde die nächste Generation eines einachsigen Neigungssensors entwickelt. Das Grundprinzip basiert auf einem leiterplattenbasierten Sensor, der von Hahn-Schickard entwickelt und im Jahr 2009 an die Firma 2e mechatronik GmbH transferiert wurde, von der er seither produziert wird. So kommt der Sensor unter anderem in einer OEM-Version (Original Equipment Manufacturer) in Laserdistanzmessgeräten der Firma Leica Geosystems zum Einsatz. Dabei handelt es sich um einen einachsigen, fluidischen und kapazitiv ausgelesenen Sensor für den Messbereich $\pm 180^\circ$. In einem Temperaturbereich von $-40 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$ erreicht er eine Auflösung von max. $0,1^\circ$ und ist mit verschiedenen Schnittstellen wie I²C, RS232, RS485 Modbus und CAN/CANopen sowie analoger 4 ... 20 mA verfügbar.

4.2.1. Vorgängerversion

Die Vorgängerversion basiert auf einem Stapel aus drei Leiterplatten:

1. Basisleiterplatte mit Elektroden und kapazitiver Ausleseelektronik AD7746 sowie passiven Bauelementen und Stecker
2. Distanzelement, eine Leiterplatte mit einem großen Via
3. Deckelelement mit Elektroden und Befüllöffnung

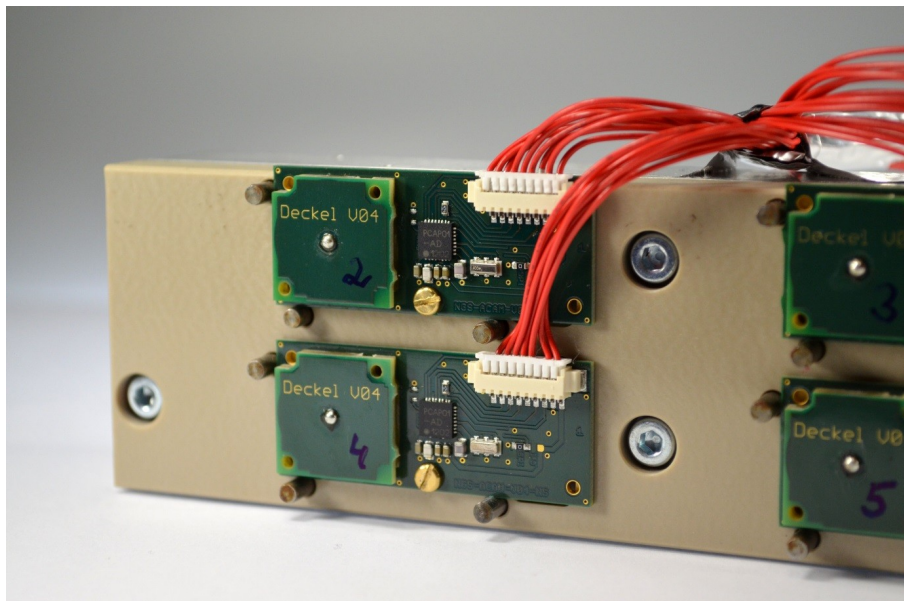


Abbildung 49: Einachsiger Neigungssensor als Leiterplattenstapel

Durch Stapeln des Distanzelementes auf die Basisleiterplatte und des Deckelelements auf das Distanzelement bei der SMD-Bestückung der Basisleiterplatte mit einer kapazitiven Ausleseelektronik entsteht, nach dem Umschmelzen des Lotes in einem Reflow-Lötprozesses, die Sensorzelle, eine Kavität mit sich gegenüberstehenden Elektroden. Diese wiederum wird im Anschluss über eine Befüllöffnung im Deckelelement, eine Durchkontaktierung (Via) in der Leiterplatte, mit einem dielektrischen und bis zur Hälfte der Kavität eingebrachten Fluid befüllt und die Befüllöffnung anschließend verschlossen. Dies erfolgt ebenfalls über einen Lötprozess, mit dem die Durchkontaktierung mit Zinn aufgefüllt wird. Ein Beispiel für einen so realisierten Sensor zeigt Abbildung 49. Richtet man den Sensor horizontal aus, ergibt sich eine Flächenüberdeckung des Fluids mit den Elektroden, das jeweils eine horizontale Position gegenüber dem Erdschwerefeld einnimmt. Dazu sind die Elektroden als halbmondförmige und um 90° gedrehte, ineinandergreifende Elektrodenpaare ausgeführt. Der Sensor arbeitet also differentiell. Eine Besonderheit der Ausführung als Leiterplattenstapel besteht darin, dass die Durchkontaktierung im Distanzelement auf Masse liegt, während die Elektroden im Deckelelement auf der Anregung liegen. Durch diese Anordnung ergibt sich ein nahezu idealer Plattenkondensator.

Nachteilig an diesem Aufbau ist, dass der deutlich größere Temperaturausdehnungskoeffizient (CTE) in z-Richtung, d.h. der Dicke der Leiterplatte in Form des Distanzelementes, von 70 ppm/K [WE21] bzw. 84 ppm/K [Mue07] direkt in das Sensorsignal eingeht. Im Gegensatz dazu ist der Ausdehnungskoeffizient der Leiterplatte in den beiden anderen Raumrichtungen von 13 - 17 ppm/K [Mok21] gut an den Ausdehnungskoeffizienten von Kupfer mit 17 ppm/K angepasst.

Aus dem skizzierten Aufbau des Sensors mit Leiterplattenstapel leitet sich zugleich auch die Motivation für die Nachfolgeneration des Sensors ab:

1. vereinfachter Aufbau, mit einer gedrehten Kuppel statt eines Leiterplattenstapels
2. Verbesserung der Temperaturstabilität durch Verwendung einer gedrehten Kuppel aus einem Metall statt eines Leiterplattenstapels.

Messing mit einem CTE von 18,4 - 19,3 ppm/K lässt sich gut zerspannen, ist gegenüber Kupfer wirtschaftlicher und passt darüber hinaus gut zum CTE von FR4. Zudem ist es lötbar, sodass der Aufbau des Sensors über eine SMD-Montage gefolgt von einem Lötprozess beibehalten werden kann.

Gleichzeitig leitet sich hieraus auch die Anforderung an die Ausleseelektronik ab. Da die Kuppel samt Lötrung eine gemeinsame Gegenelektrode bildet, müssen die Kapazitäten wie im vorherigen Kapitel im Messmodus grounded ausgelesen werden. Mit den gewonnenen Erfahrungen, wie sie in Kapitel 3 bereits beschrieben wurden, fiel die Wahl für diesen Aufbau auf den PCap01. Die besondere Herausforderung bestand jedoch darin, dass ein entsprechendes Elektrodenlayout identifiziert und optimiert werden musste, da der Rand der Kuppel Teil der Kondensatoren ist und somit nicht mehr von idealen Plattenkondensatoren für die Elektrodenanordnungen ausgegangen werden kann. Stattdessen muss das Layout so beschaffen sein, dass die Randeffekte keine Rolle spielen.

4.2.2. Firmware und Konfiguration

Die Firmware ist anwendungsspezifisch und liest die Zählerstände aus. Dazu werden die Sensoren im Messbereich 2 mit einem extern angeschlossenen Taktgeber von 16 MHz betrieben. Hierfür sind der interne Teiler OX_DIV4, der Messmodus grounded und die auszulesenden Kapazitätsports 1 bis 4 sowie Port 0, an dem nichts angeschlossen ist, konfiguriert. Als Entladewiderstand ist der interne 180 k Ω Widerstand ausgewählt. Als Kapazitätstrigger wird der Sequenz-Timer verwendet und die Sequence Time auf 11 gesetzt, was einer Messwiederholrate von 12,2 Hz, d.h. einer maximalen Messzeit von 81,9 ms entspricht. Die Cycle Time beträgt 20 μ s, und die Akkumulationsrate ist auf 512 mit 4 Fakeblöcken gesetzt, was zu einer Messzeit von 61,8 ms für das Auslesen aller Kapazitätsports führt. Für das Auslesen des Chip-internen Aluminiumtemperatursensors sowie des internen Referenzwiderstands, des Polysiliziumwiderstands, wurden eine Cycle Time von 140 μ s, eine Akkumulationsrate von 16 sowie 8 Fakeblöcke ausgewählt. Dies führt zu einer Messdauer von weiteren 5,6 ms, was zusammen mit der Messdauer für die Kapazitätsports 67,4 ms ergibt und damit unterhalb der maximalen Messzeit von 81,9 ms liegt, sodass es zu keinen Timing-Verletzungen kommt.

Die Firmware liest die Kapazitätsports 1 bis 4 sowie das Register der Kompensationsmessung aus, teilt die Zählerstände durch neunfaches Rechtsschieben durch 512 und schreibt die Ergebnisse in die Ausgaberegister 2 bis 6, die nun den Mittelwerten entsprechen. Anschließend werden die Zählerstände des internen Polysiliziumwiderstands sowie des internen Aluminiumwiderstands ausgelesen und ohne weiteres Teilen direkt in die Ausgaberegister 0 und 1 geschrieben.

Der PCap01 ist über SPI an eine Mikrocontrollerbox angeschlossen, entsprechend ist diese Schnittstelle in der Konfiguration angewählt. Zunächst wird die Firmware in das SRAM des PCap01 und anschließend die Konfiguration übertragen.

4.2.3. Untersuchungen zu verschiedenen Elektrodenlayouts

Um einen möglichst großen Signalhub bei gleichzeitig guter Linearität des Sensors zu erzielen, wurden drei verschiedene Sensorlayouts erprobt:

1. Sichel-Layout
2. BMW-Layout
3. Mercedes-Layout

Die drei Varianten sind in Abbildung 50 dargestellt. Sie zeigen die Elektroden sowie einen umlaufenden Lötring, auf den die Kuppel aufgelötet wird.

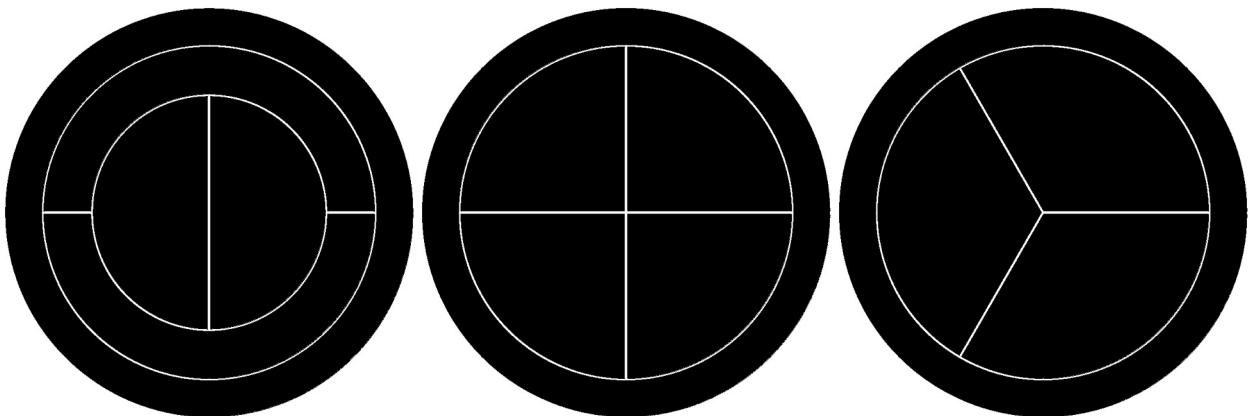


Abbildung 50: Sichel-Layout (links), BMW-Layout (Mitte), Mercedes-Layout (rechts)

Die Breite der Isolationsgräben zwischen den Elektroden und zwischen Elektroden und Lötring ist auf ein Minimum im Standard-4-Lagen-Aufbau von 100 μm festgelegt, um die Einflüsse der Gräben weitestgehend zu minimieren. Jede der Layoutvarianten hat eine individuelle Leiterbahnführung zwischen Elektrode und kapazitiver Ausleseelektronik sowie Position, an der die Elektrode kontaktiert wird. Dabei wurde das in Kapitel 4.1.2 erlernte Wissen zur Leiterbahnführung und Kontakierung der Elektroden berücksichtigt und umgesetzt. Daher wird nachfolgend für jede der Varianten die elektrische Anbindung detailliert beschrieben.

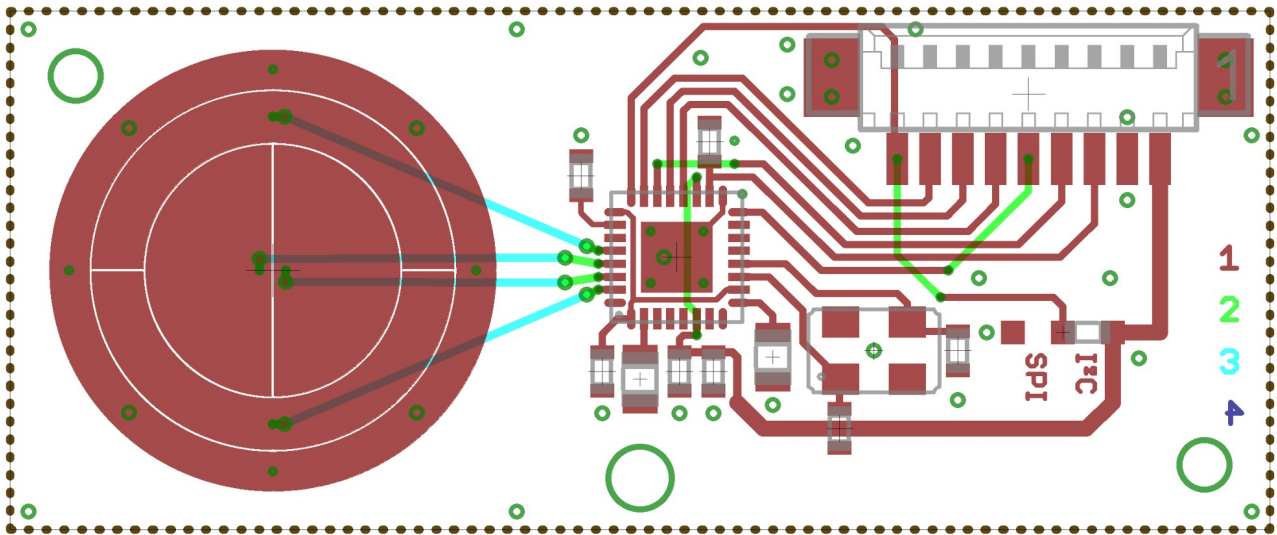


Abbildung 51: Sichel-Layout samt Kontaktierung und Leiterbahnführung

Das Sichel-Layout wird, wie in der Vorgängerversion des Sensors mit AD7746, durch um 90° gedrehte, sichelförmige Elektrodenpaare gebildet. Es ist in Abbildung 51 dargestellt, wobei, aus Gründen der Übersichtlichkeit, auf eine Füllung der Masseflächen verzichtet wurde. Es handelt sich um eine differentielle Elektrodenanordnung. Die Besonderheit liegt darin, die Flächeninhalte der Elektroden derart zu gestalten, dass die inneren und äußeren Elektrodenpaare gleiche Signalhübe bei Neigung des Sensors aufweisen, wobei das äußere Elektrodenpaar durch Randeffekte der Kuppel beeinflusst ist. Diese Optimierung ist iterativ vorzunehmen. Für einen Startpunkt wurden bei dieser Version gleiche Flächeninhalte umgesetzt. Etwa in der der PCB-Mitte befinden sich der CDC mit den erforderlichen passiven Komponenten, der 16 MHz Quarz sowie der Stecker befinden sich weiter rechts. Die Leiterbahnführung vom CDC zu den Elektroden erfolgt über die zweite Innenlage. Erste und zweite Innenlage sowie untere Außenlage weisen auf Ground liegende Polygone auf und schirmen so die Elektrodenzuleitungen von allen Seiten, die sternförmig vom CDC zu den Elektroden geführt sind. Ferner ist in dieser Variante die Ground-Fläche der ersten Innenlage auch unterhalb der Sensorelektroden ausgeführt, um ein Übersprechen der Signale auf benachbarte Elektroden und Zuleitungen zu unterbinden.

Die Kontaktierung der Elektroden erfolgt über zwei Durchkontaktierungen, eine von der zweiten Innenlage in die erste über sogenannte Buried Vias und eine weitere versetzt angeordnete von der ersten Innenlage auf die oberste Außenlage. Auf diese Weise ist die Sensorzelle dicht und es kann kein Fluid entweichen. Die Elektroden werden jeweils in

deren Mitte kontaktiert. Mit dieser Art der Leiterbahnführung wird für diese Variante eine maximale Symmetrie erzielt.

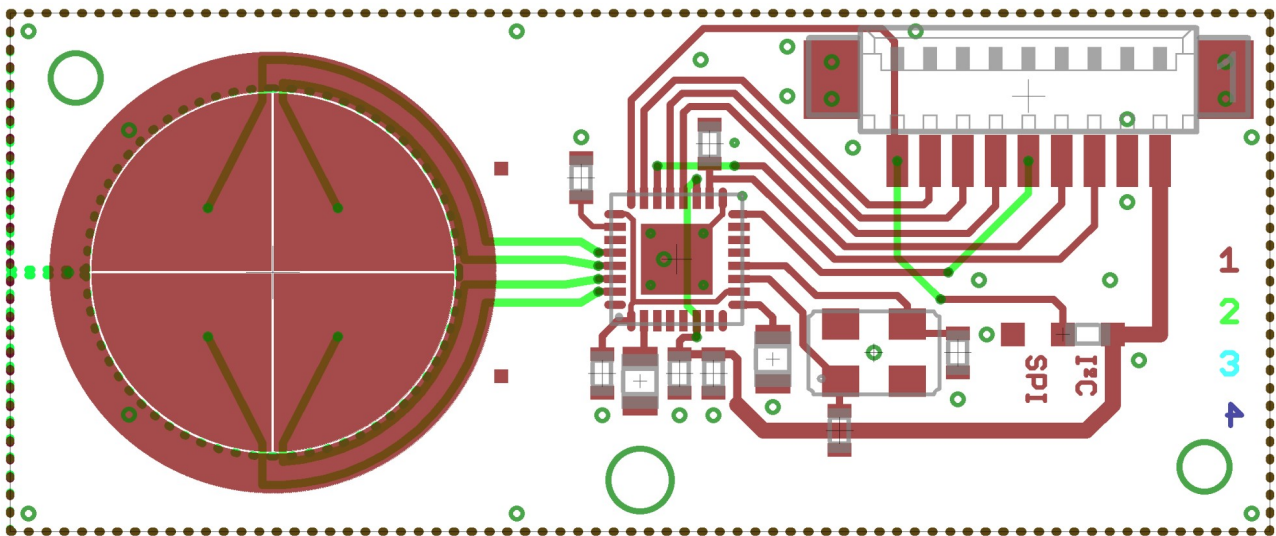


Abbildung 52: BMW-Layout samt Kontaktierung und Leiterbahnführung

Das BMW-Layout besteht aus vier gleichen, tortenförmigen Elektroden. Zwei diagonal gegenüberliegende Elektroden bilden dabei ein Elektrodenpaar. Es ist in Abbildung 52 dargestellt, wobei, aus Gründen der Übersichtlichkeit, auf eine Füllung der Masseflächen verzichtet wurde. Auch hier handelt es sich um eine differentielle Elektrodenanordnung. Randeffekte durch die Kuppel wirken, anders als beim Sichellayout, bei dieser Variante gleichermaßen auf alle Elektroden.

Die Position von CDC und zugehörigen Komponenten ist wie beim Sichellayout.

Die Leiterbahnführung vom CDC zu den Elektroden erfolgt unterhalb des Löttrings auf der ersten Innenlage. Auf diese Weise werden sie vom auf Ground liegenden Löttring sowie der ersten Außen- und zweiten Innenlage geschirmt. Unterhalb der Elektroden ist die Ground-Fläche der ersten und zweiten Innenlage dagegen ausgespart. Stattdessen erfolgt die Schirmung der Elektroden über die untere Außenlage. Auf diese Weise kann die Grundkapazität, die beim Neigen des Sensors einen konstanten, unveränderlichen Beitrag liefert, reduziert und somit die Entlade-, d.h. die Messzeit verkürzt werden. Die Anbindung der Leiterbahnen erfolgt im Schwerpunkt der jeweiligen Elektroden.

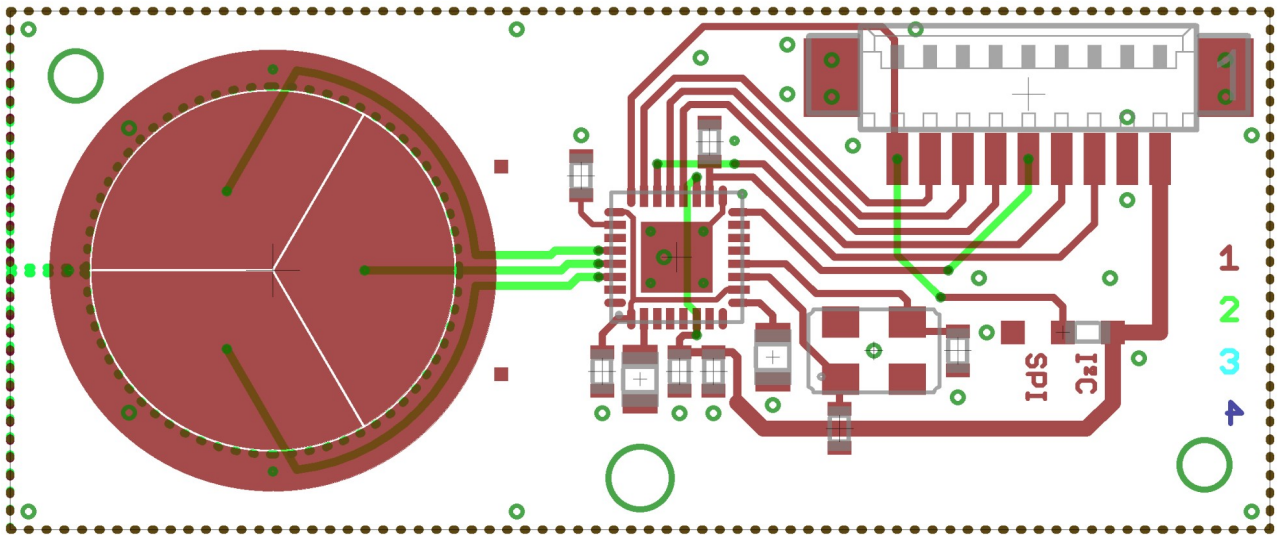


Abbildung 53: Mercedes-Layout samt Kontaktierung und Leiterbahnführung

Das Mercedes-Layout verfügt, wie das BMW-Layout, über tortenförmige Elektroden, sodass auch hier Randeﬀekte auf alle Elektroden gleichermaßen einwirken. Es ist in Abbildung 53 dargestellt, wobei, aus Gründen der Übersichtlichkeit, auf eine Füllung der Masseflächen verzichtet wurde. Es sind nur drei Elektroden vorhanden, sodass keine Elektrodenpaare ausgeformt werden können. Es handelt sich bei dieser Variante daher auch nicht um eine differentielle Anordnung.

Die elektrische Verbindung zwischen CDC und Elektroden erfolgt analog zum BMW-Layout. Auch das Schirmungskonzept der Leiterbahnen orientiert sich daran und ist gleichermaßen umgesetzt.

Die Leiterplatten aller drei Varianten sind mit einem Goldfinish versehen, sodass die Elektrodenoberflächen chemisch resistent sind und nicht mit der Umwelt reagieren. Die so entworfenen Sensoren wurden aufgebaut und mit gedrehten Messingkuppeln sowie der kapazitiven Ausleseelektronik bestückt und die entstandenen Kavitäten zur Hälfte mit einem dielektrischen Fluid befüllt. Die Befüllung erfolgt über eine Bohrung in der Messingkuppel selbst, die im Anschluss mit einem Pressstift verschlossen wird. Die Bohrung befindet sich im Zentrum der Kuppel und ist somit symmetrisch zu den Elektroden ausgeführt.

4.2.4. Entwurf eines seriennahen Sensorgehäuses

Um die Umgebungsbedingungen des Sensors dem späteren Einsatz nachzuempfinden, wurde für die Charakterisierung ein seriennahes Gehäuse entworfen, das in Abbildung 54 gezeigt ist. Das Gehäuse ist aus Aluminium, wobei drei Passstifte eingepresst sind. An diesen wird der Sensor über zwei seiner Außenkanten nahe der Sensorzelle reproduzierbar angeschlagen. Die anderen beiden Leiterplattenkanten stehen frei. Er liegt zudem mit der Unterseite an drei Stellen nahe der Passstifte im Gehäuse auf und ist mit einer Messingschraube im Gehäuse fixiert. Auf diese Weise ist sichergestellt, dass sich die Leiterplatte über Temperatur ausdehnen kann, ohne dass die Fixierung überbestimmt ist, was zu möglichen Verwölbungen und Verkippungen des Sensors führen kann. Die Aussparung unterhalb des Sensors ermöglicht zudem Raum für Kabel und den Anschluss über einen Stecker. Der Kabelabgang ist seitlich über eine Kabeldurchführung realisiert. Das Gehäuse wird, nach der Montage des Sensors, mit einem Deckel verschlossen. Die Montage des gehäuseten Sensors erfolgt über zwei Durchgangsbohrungen mit zylinderförmiger Senkung. Dazu weist die Unterseite des Gehäuses eine Freistellung zwischen den Montagepunkten auf und das Gehäuse ist an der Außenkontur rechtwinklig, sodass ein Ausrichten des Gehäuses über die Außengeometrie durch Anschlagen an diese Flächen erfolgen kann. Durch die zwei entstandenen Planflächen soll ein Wackeln des Gehäuses vermieden werden.

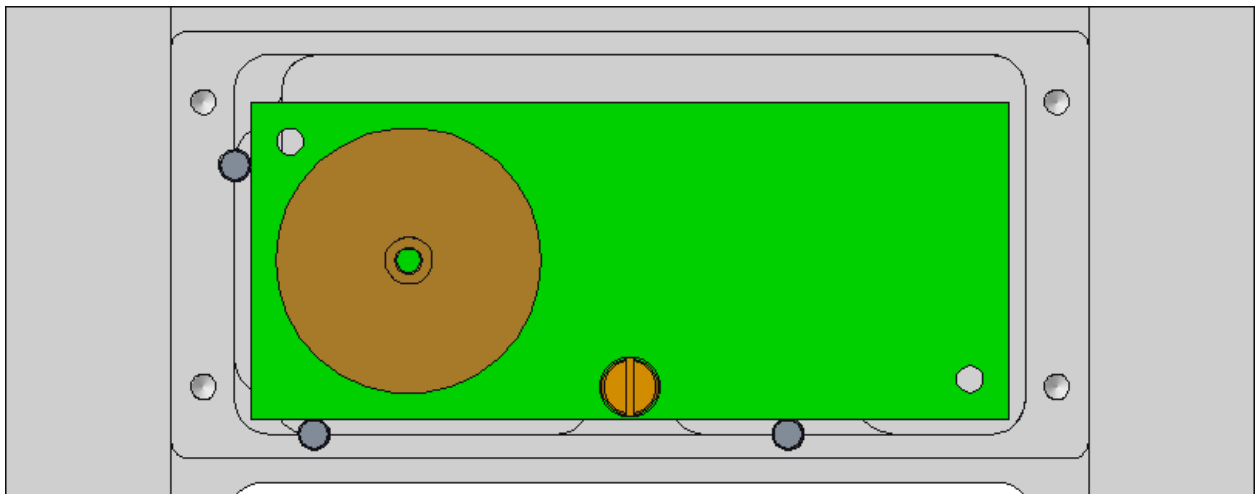


Abbildung 54: Entwurf des Sensorgehäuses für den einachsigen Neigungssensor

4.2.5. Prüfstand für die Charakterisierung

Zur Charakterisierung werden die Neigungssensoren in das seriennahe Gehäuse eingebaut und auf einem Neigungswinkelprüfstand, wie in Abbildung 55 gezeigt, montiert. Zunächst erfolgt eine Kompensationsmessung, anschließend die Aufnahme von Kennlinien gegen einen Referenzsensor. Für die Bestimmung der Kompensationsvorschrift werden die Sensoren auf einem Neigungssensorprüfstand montiert und zunächst Messwerte für eine Stunde in horizontaler Lage, d.h. bei einem Winkel von 0° , aufgezeichnet. Der Neigungssensorprüfstand besteht hierzu aus einer Schaukel, auf der mehrere Sensoren gleichzeitig vermessen werden können. Die Schaukel ist drehbar gelagert und an einer Seite über ein Harmonic Drive Getriebe mit einem AC Brushless Motor mit integriertem Lagegeber verbunden.

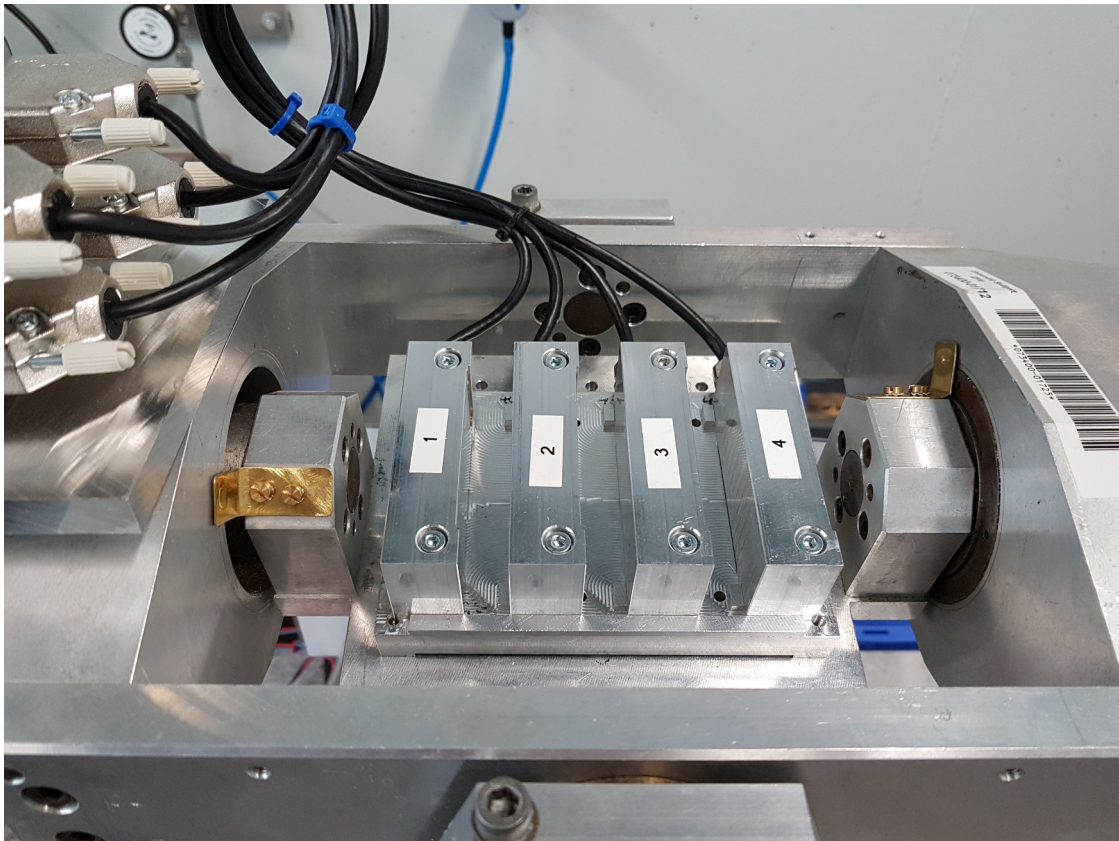


Abbildung 55: Vier einachsige Neigungssensoren im Gehäuse auf dem Neigungsprüfstand
Auf der gegenüberliegenden Seite der Schaukel befindet sich ein hochauflösender, inkrementeller Referenzdrehgeber mit Interpolationseinheit. Die Schaukel mit Referenzdrehgeber wird zunächst justiert. Hierzu wird vor Messbeginn ein hochauflösender, zweiachsiger Neigungssensor für kleine Winkelbereiche vom Typ Nivel 230 der Firma Leica Geosystems auf den Prüfstand montiert und eine Kalibrierfahrt durchgeführt. Dazu verfährt die Prüfstand-Software die Schaukel und bestimmt die

Abweichung der Indexmarke des Referenzdrehgebers von der absoluten Nulllage der Schaukel, die mit Hilfe des Nivel 230 bestimmt wird. Nach dieser Kalibrierfahrt kann jeder beliebige Winkel in einer Achse mit Hilfe des Motors an der Schaukel und dessen integrierten Drehgebers mit begrenzter Genauigkeit angefahren werden. Über den hochauflösenden Referenzdrehgeber wird dann die exakte Winkelposition bestimmt.

Ist die Kompensationsmessung durchgeführt, erfolgt die Messung von Kennlinien. Hierzu werden drei Kennlinien des Hin- und Rückwegs in einem Winkelbereich von $\pm 180^\circ$ in Schritten von 5° aufgezeichnet. Nach jedem Anfahren einer neuen Winkelposition wird für 10 s gewartet, sodass sich das System aus Prüfstand und zu vermessende Sensoren beruhigt hat. Es werden 10 Messwerte der zu vermessenden Sensoren sowie die relative Winkelinformation des Referenzdrehgebers erfasst und in einer Datei gespeichert. Anschließend erfolgt die Auswertung der erfassten Messwerte. Für die Kompensation wird der Ansatz aus Kapitel 3.4 verwendet. Die Linearisierung erfolgt mit den kompensierten Messwerten. In Anlehnung an die [IEC08] wird zur Bestimmung einer Linearisierungsvorschrift die jeweils zweite Kennlinie des Hinwegs herangezogen.

4.2.6. Zwischenergebnisse

Die Abbildungen 56 bis 60 zeigen die typischen Kennlinien für die drei Layout-Varianten. Um sicher zu stellen, dass während der Aufnahme der Kennlinien die Temperatur in den Sensorgehäusen konstant war, wurde der Chip-interne Temperatursensor mit ausgelesen, und dessen Messwerte sind jeweils im oberen Teil der Abbildungen über den Winkel des Referenzdrehgebers aufgetragen. Die entsprechenden Abbildungen zeigen alle 10 Messwerte pro Winkelposition, die über die 3 Kennlinien in einem Winkelbereich von $\pm 180^\circ$ in Schritten von 5° samt Hin- und Rückweg aufgezeichnet wurden. Zudem wurde der chipinterne Temperatursensor als Verhältnis aus Temperatursensor (TM2) zu Referenzwiderstand (TREF) mit ausgelesen, um sicherzustellen, dass die Temperatur während der Charakterisierung hinreichend stabil gewesen ist. Das Verhältnis ist daher dimensionslos. Im unteren Teil der Abbildungen sind die jeweiligen Kennlinien in der Dimension „Inkrement“ über den Referenzwinkel aufgetragen. Hierfür wurden, je nach Layoutvariante, unterschiedliche Messwerte miteinander verrechnet und aufgetragen.

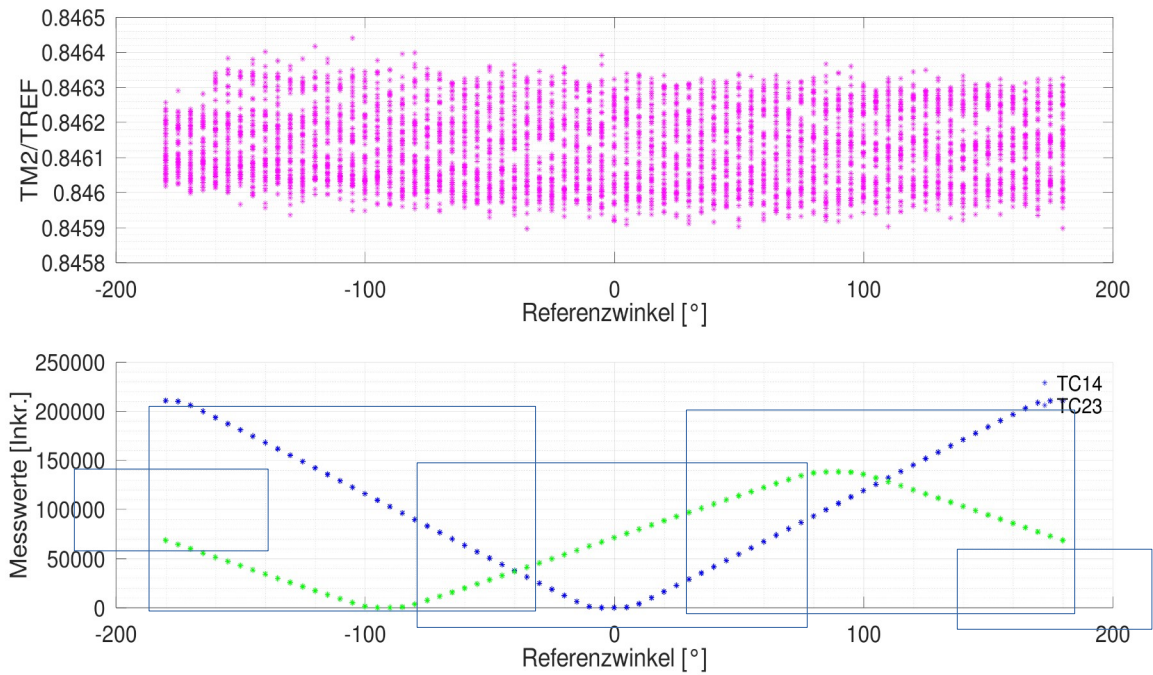


Abbildung 56: Kennlinie der Variante Sichel-Layout über Referenzwinkel, grün inneres und blau äußeres Elektrodenpaar

Für die Variante Sichel-Layout, dargestellt in Abbildung 56, werden die Kennlinien aus zwei Elektrodenpaaren gebildet, folglich ist die Differenz aus den TCsg-kompensierten Messwerten der korrespondierenden Elektroden dargestellt. Zusätzlich sind die Bereiche, die für eine Linearisierung verwendet werden, eingezeichnet. Es ist ersichtlich, dass die beiden Elektrodenpaare eine unterschiedliche Empfindlichkeit aufweisen. So zeigt das innere Elektrodenpaar eine kleinere Empfindlichkeit als das äußere Elektrodenpaar. Dies ist auf die erwähnten Randeffekte der Kuppel zurückzuführen. Folglich muss für diese Layoutvariante eine Anpassung der Flächeninhalte der Elektroden vorgenommen werden, d.h. die Flächen der äußeren Elektroden verkleinert und die der inneren Elektroden vergrößert werden.

Für das Sichel-Layout kommt eine abschnittsweise Linearisierung mit einem Polynom 3. Ordnung zum Einsatz. Dabei wird der Messbereich in Teilbereiche, wie in Tabelle 6 dargestellt, unterteilt, und je nach Abschnitt werden Messwerte entweder des inneren oder des äußeren Elektrodenpaares verwendet.

Tabelle 6: Winkelabschnitte Sichel-Layout und verwendete Elektrodenpaare

Winkelbereich	Verwendetes Elektrodenpaar
-180° ... -115°	Innere Elektroden
-155° ... -25°	Äußere Elektroden
-65° ... +65°	Innere Elektroden
+25° ... +155°	Äußere Elektroden
+115° ... + 180°	Innere Elektroden

Zur Beurteilung der Genauigkeit sowie der Hysterese ist der Winkelfehler aller Messwerte und aller Kennlinien, das heißt die Abweichung des berechneten Winkels vom Winkel des Referenzsensors, über den Referenzwinkel aufgetragen. Wie in Abbildung 57 dargestellt, kann ein maximaler Winkelfehler von $\leq \pm 0,1^\circ$ abgelesen werden, wenn man für die jeweiligen Winkel zwischen den beiden Elektrodenpaaren wechselt. Eine Hysterese ist nicht zu erkennen, da alle Fehlerkurven der Hin- und Rückwege übereinanderliegen.

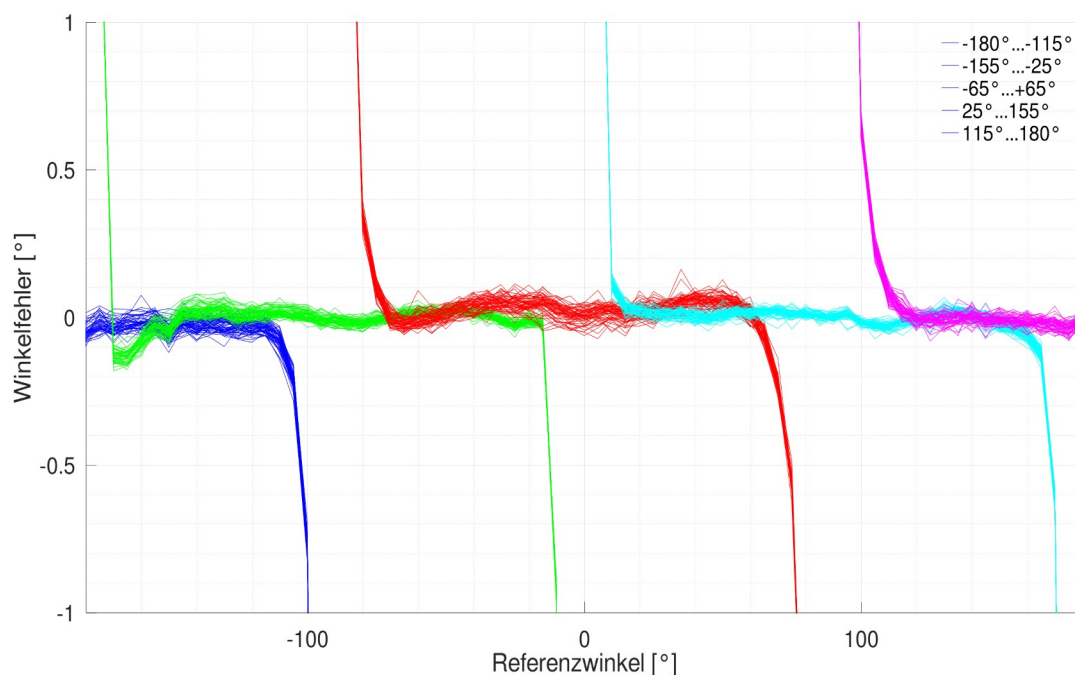


Abbildung 57: Winkelfehler über Referenzwinkel für das Sichel-Layout

Demgegenüber sind in Abbildung 58 beispielhaft Kennlinien des BMW-Layouts nach TCsg-Kompensation und Differenzbildung der korrespondierenden Elektrodenpaare gezeigt. Zusätzlich sind Bereiche, die für eine Linearisierung herangezogen werden sollen, eingezeichnet. Erwartungsgemäß zeigen die beiden Elektrodenpaare gleiche Empfindlichkeiten, da in dieser Variante Randeffekte der Kuppel auf alle Elektroden gleichermaßen einwirken. Die Kennlinien der beiden Kanäle weisen einen sinusartigen Verlauf auf und sind um 90° phasenverschoben zueinander, was ebenfalls den Erwartungen entspricht.

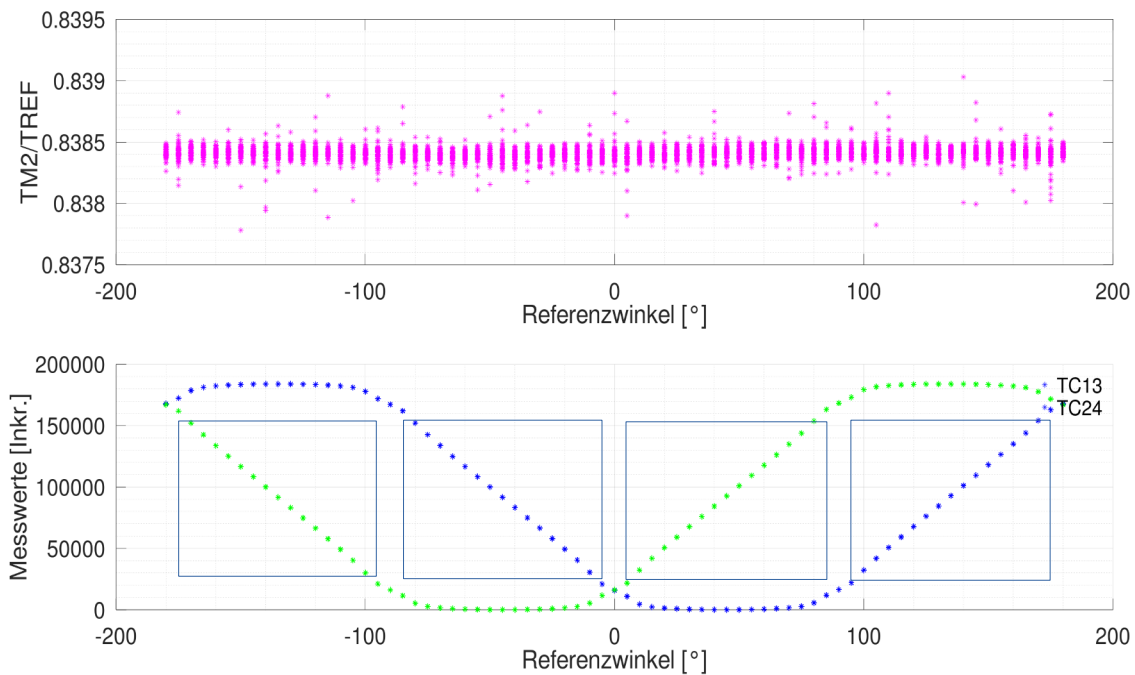


Abbildung 58: Kennlinie der Variante BMW-Layout über Referenzwinkel

Ein naheliegender Ansatz, um solche Signalverläufe auszuwerten, wäre eine Linearisierung über den Arcustangens. Allerdings sind die Abweichungen von idealen Sinus- und Kosinussignalen zu groß, als dass hier hinreichend gute Ergebnisse hätten erzielt werden können. Zwar wären eine Korrektur über eine LookUp-Table oder als abschnittsweise definierte Korrekturfunktion denkbar gewesen, jedoch wären zu viele Stützpunkte oder Kurvenabschnitte erforderlich gewesen, um hinreichend geringe Winkelfehler zu erreichen.

Tabelle 7: Winkelabschnitte BMW-Layout und verwendete Elektrodenpaare

Winkelbereich	Verwendetes Elektrodenpaar
-175° ... -95°	TC2, TC4
-85° ... -5°	TC1, TC3
+5° ... +85°	TC2, TC4
+95° ... +175°	TC1, TC3

Daher wurde eine abschnittsweise Linearisierung mit einem Polynom 3. Ordnung angewendet. Hierfür wurden die Winkelabschnitte für minimale Winkelfehler innerhalb der Abschnitte entsprechend der Tabelle 7 gewählt. Abbildung 59 zeigt die Winkelfehler aufgetragen über den Referenzwinkel. Deutlich zu erkennen sind enorme Winkelfehler im Bereich zwischen zwei Winkelabschnitten sowie große Winkelfehler innerhalb eines Winkelabschnitts von $\pm 0,3^\circ$. Eine abschnittsweise Linearisierung über ein Polynom 3. Ordnung erscheint demnach für diese Variante ebenfalls ungeeignet, allerdings wurde kein besserer Linearisierungsansatz identifiziert.

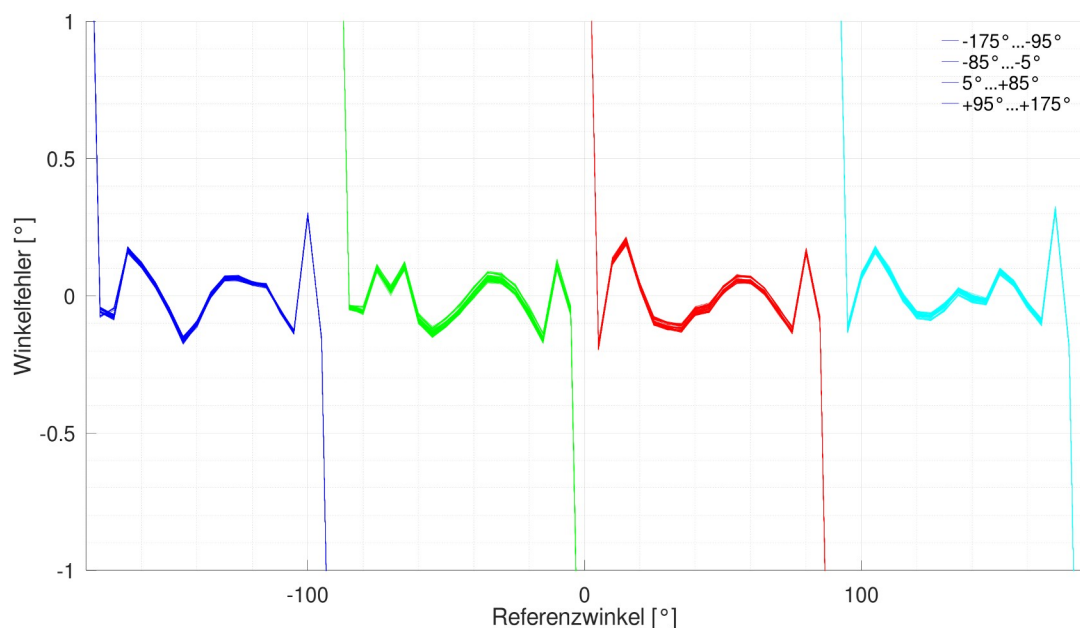


Abbildung 59: Winkelfehler über Referenzwinkel für das BMW-Layout

In Abbildung 60 sind die Kennlinien des Mercedes-Layouts gezeigt. Da bei dieser Layoutvariante keine korrespondierenden Elektroden zu Paaren zusammengefasst werden können, sind die TCsg-kompensierten Messwerte der drei Einzelelektroden dargestellt.

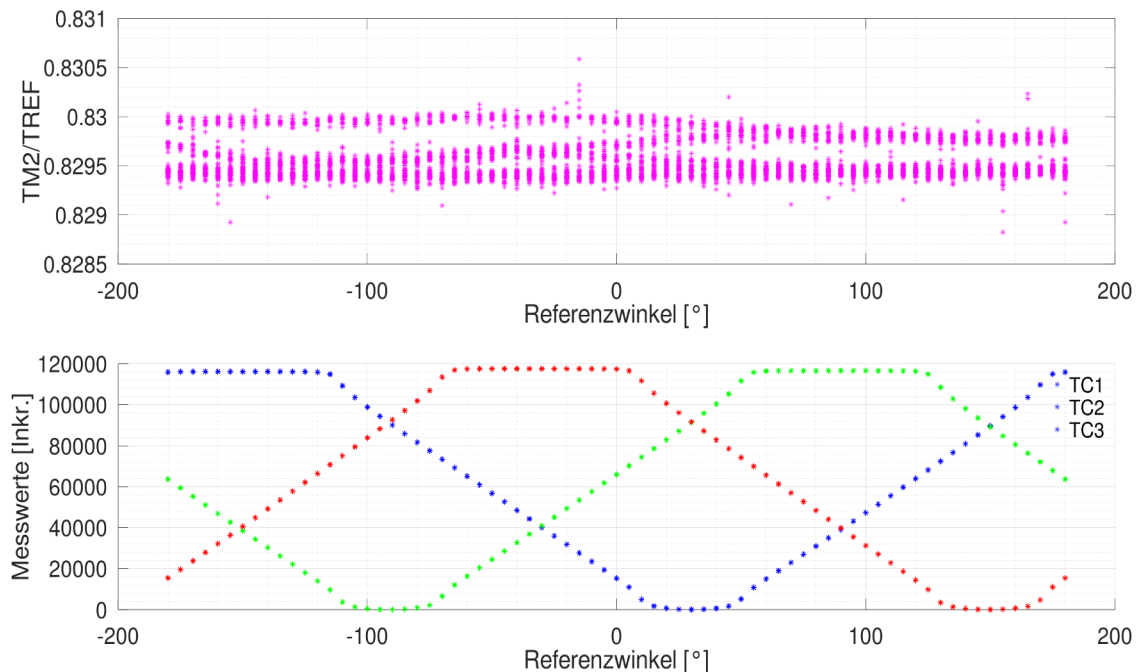


Abbildung 60: Kennlinie der Variante Mercedes-Layout über Referenzwinkel

Erwartungsgemäß sind die 3 Kurvenverläufe jeweils um 120° zueinander versetzt und weisen jeweils sich überlappende, lineare Abschnitte sowie Bereiche auf, in denen keine Signaländerungen stattfinden. Das sind die Bereiche, in denen die Elektroden entweder vollständig vom Fluid oder von Luft überdeckt sind. Da es sich um Einzelelektroden und nicht um differentielle Elektrodenpaare handelt, ist ein Wegdriften der Kennlinien zu verzeichnen.

In Tabelle 8 sind die Winkelbereiche für die abschnittsweise Linearisierung über ein Polynom 3. Ordnung für das Mercedes-Layout aufgelistet. Anders als bei den vorherigen Varianten wurden hier variierend überlappende Bereiche in nicht festen Abständen verwendet, um das best mögliche Ergebnis zu erzielen. Hierzu wurden abschnittsweise die jeweils geeigneten Elektroden herangezogen, obwohl zum Teil auch Differenzen zwischen zwei Elektroden hätten verwendet werden können.

Tabelle 8: Winkelabschnitte Mercedes-Layout und verwendete Elektroden

Winkelbereich	Verwendete Elektroden
-180° ... -120°	TC2
-180° ... -80°	TC3
-100° ... 0°	TC1
-60° ... +40°	TC2
+20° ... +120°	TC3
+60° ... +160°	TC1
+140° ... +180°	TC2

Abbildung 61 zeigt, wie bei den vorherigen Varianten, die Winkelfehler aufgetragen über den Referenzwinkel. Es können Winkelfehler von bis zu $\pm 0,2^\circ$ abgelesen werden, wenn zwischen den unterschiedlichen Abschnitten hin- und hergewechselt wird.

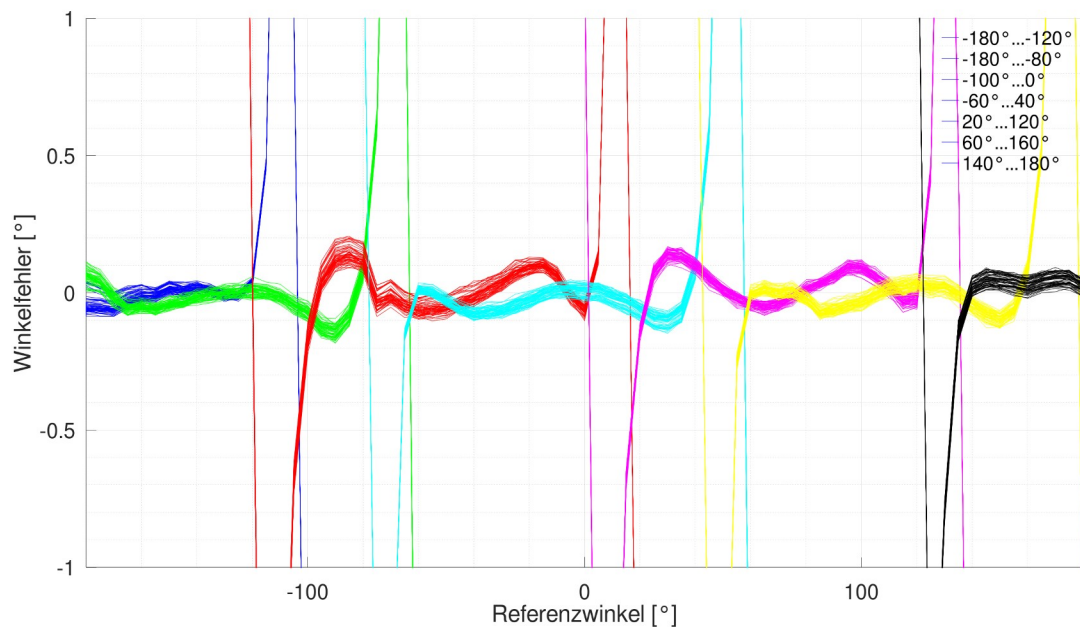


Abbildung 61: Winkelfehler über Referenzwinkel für das Mercedes-Layout

Damit ist die Sensorvariante zwar besser als das BMW-Layout, aber immer noch deutlich schlechter als das Sichel-Layout. Folglich wurde daher das Sichel-Layout weiterverfolgt und optimiert.

Um Nichtidealitäten der drei Sensorvarianten noch besser sichtbar zu machen, wurden die TCsg-kompensierten Messwerte aller Kanäle aufaddiert und in entsprechenden Diagrammen über den Referenzwinkel aufgetragen, die für die drei Layoutvarianten in den Abbildungen 62 bis 64, zusammen mit Bildern, wie das Fluid im Vergleich zu den Elektroden steht, wiedergegeben sind. Anhand dieser kann die Zuordnung der Fehlereinflüsse plausibilisiert werden.

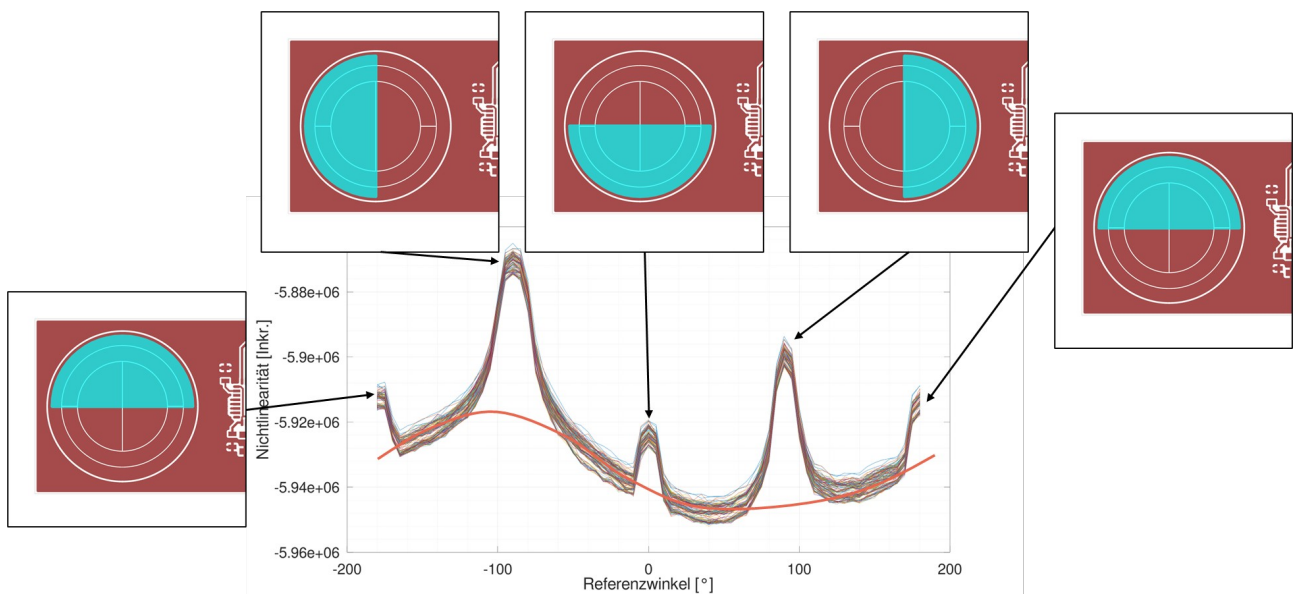


Abbildung 62: Nichtidealitäten der Variante Sichel-Layout

Es finden sich zwei kleine und zwei große Spitzen in Abbildung 62 wieder, die den jeweiligen Elektrodenübergängen zugeordnet werden können. Das Layout verfügt über zwei Bereiche, bei 0° und 180° , in denen das Fluid von einer äußeren Elektrode auf die andere äußere Elektrode übergeht. Die Isolationsgräben sind hier kürzer im Vergleich zum Übergang des Fluids von einer inneren Elektrode auf die andere innere Elektrode bei 90° und 270° .

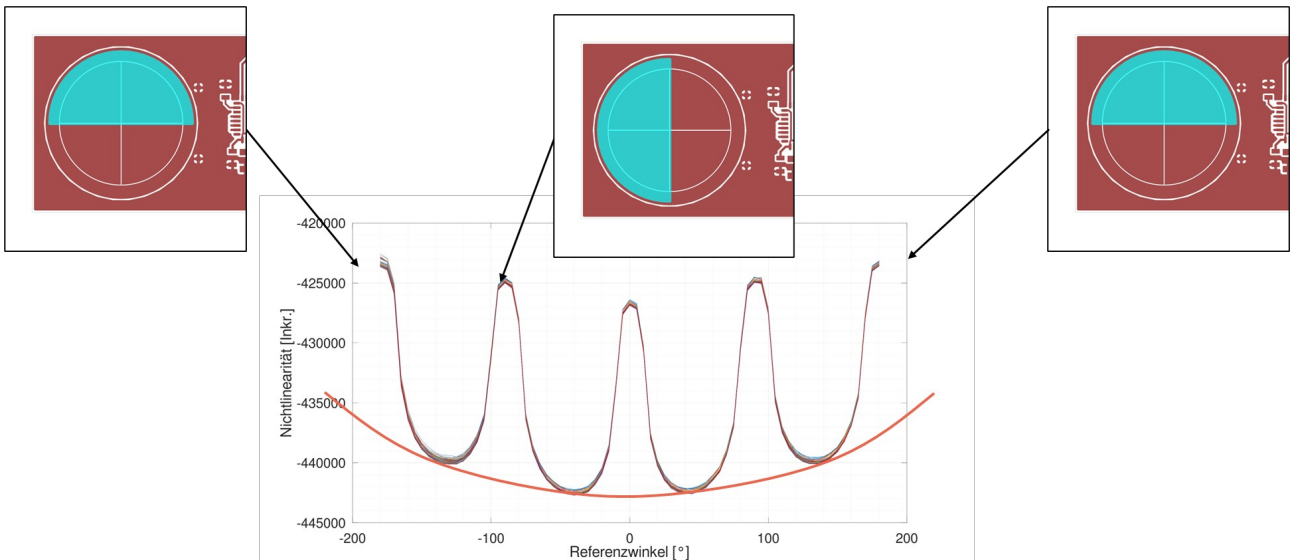


Abbildung 63: Nichtidealitäten der Variante BMW-Layout

Den Erwartungen entsprechend finden sich vier gleichgroße Spitzen für das BMW-Layout, wie sie der Abbildung 63, und drei gleichgroße Spitzen für das Mercedes-Layout, wie sie der Abbildung 64 entnommen werden können.

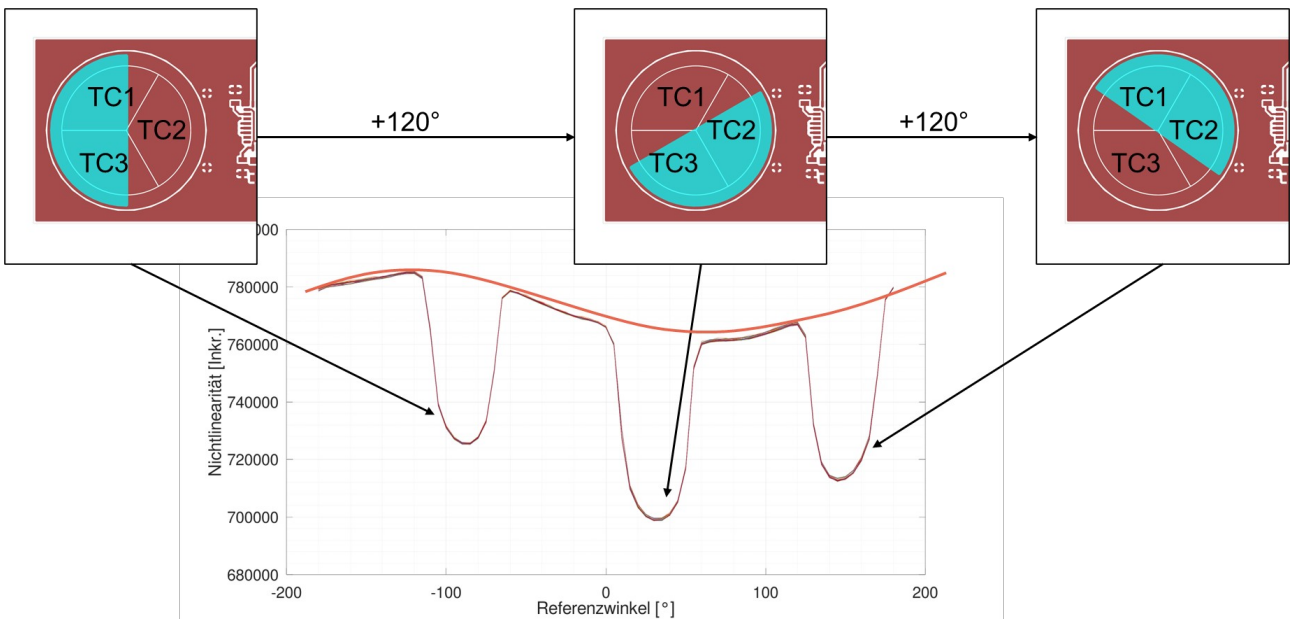


Abbildung 64: Nichtidealitäten der Variante Mercedes-Layout

Beeindruckend ist, dass solche Einflüsse durch die hohe Auflösung des CDCs sichtbar gemacht werden können. Die Abbildungen zeigen dabei zwei wesentliche Fehlereinflüsse bei allen drei Varianten:

1. die Isolationsgräben zwischen den Elektroden, die sich als ausgeprägte Spitzen bemerkbar machen, und

2. die Exzentrizität der aufgelöteten Kuppel auf der Leiterplatte, die sich als überlagerte, sinusförmige Modulation bemerkbar macht.

Diese Nichtidealitäten der Sensorzelle können nur mit erheblichen Rechenaufwand kompensiert werden und erhöhen die Komplexität einer Kalibrierung jedes einzelnen Sensors. Daher ist es das Ziel, diese durch entsprechende Maßnahmen an der Sensorzelle zu beseitigen. Für die Isolationsgräben wurden daher verschiedene Prozesse untersucht, mit denen die Isolationsgräben aufgefüllt werden, was im nächsten Abschnitt genauer erläutert wird.

4.2.7. Entwicklung eines AddOn-Prozesses zum Auffüllen der Isolationsgräben

In einem ersten Schritt wurde untersucht, ob mittels großzügiger Belackung der Sensorelektroden mit einem SO8-Lack die Gräben gefüllt werden können. Der Lack ist ein epoxidbasierter Negativresist und daher kompatibel zum FR4-Material der Leiterplatte. Nach dem Belacken wird der Lack ausgebacken und somit vollständig vernetzt. Anschließend wurde die Leiterplatte zurückgeschliffen. Das Ergebnis der Prozessschritte Belacken, Vernetzen und Schleifen sind in Abbildung 65 an einem Leiterplattenmuster gezeigt und in Abbildung 66 sind zwei Bereiche der Isolationsgräben vergrößert dargestellt. Wie man in Abbildung 65 erkennen kann, sind Teilbereiche der Leiterplatte bis auf das Kupfer, andere bis auf das Nickel zurückgeschliffen. Die Bereiche, die zuvor von der Lötstopmmaske bedeckt waren, weisen darunter das Kupfer auf, während die Bereiche, die zuvor von der Lötstopmmaske freigestellt waren und ein Goldfinish aufgewiesen haben, bis auf das Nickel zurückgeschliffen sind. Der Schleifprozess erfordert, dass die Leiterplatte im Anschluss erneut mit einer Lötstopplackmaske und das darin freiliegende Kupfer der Pads und Elektroden erneut mit einer Oberflächenbeschichtung mit Nickel/Gold versehen werden muss.

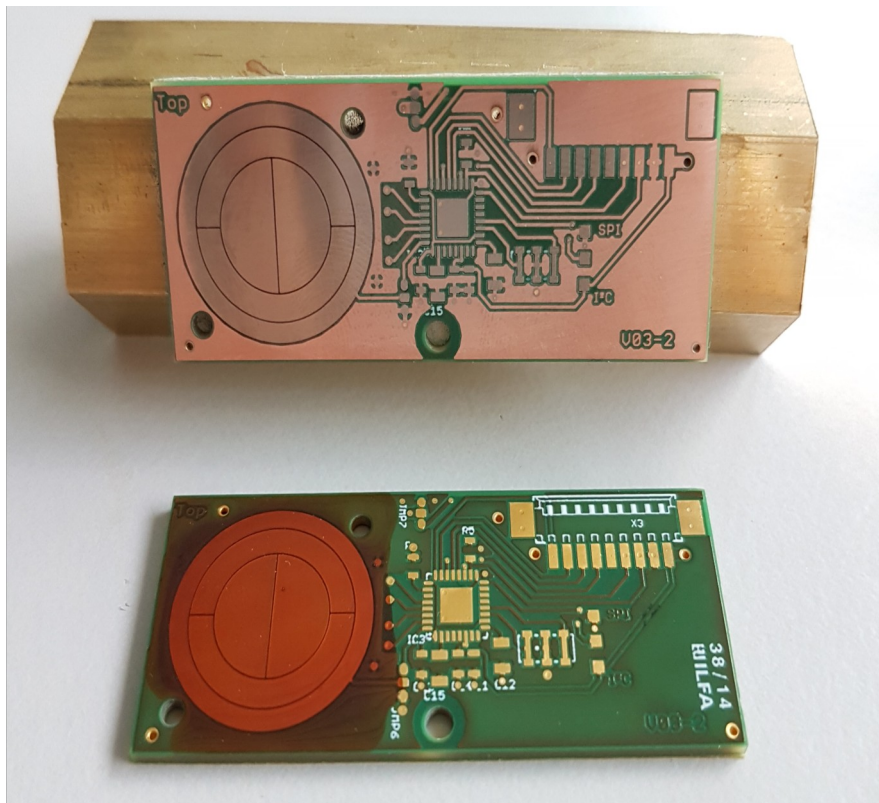


Abbildung 65: Lokal mit SO8-Lack beschichtete Elektroden und Ergebnis nach dem Schleifen

Die Abbildung 66 zeigt zudem, dass einige Bereiche der Isolationsgräben nach dem Schleifen plan mit den Elektroden abschließen, während andere Bereiche noch nicht gut gefüllt sind. Zudem ist das Kupfer in den Ecken der Leiterplatte bereits stärker rückgedünnt. Insgesamt ist das Ergebnis vielversprechend, eignet sich jedoch aufgrund der erforderlichen Folgeschritte des Aufbringens einer neuen Lötstopmmaske und des Oberflächenfinishs nur, wenn der Prozess bei einem Leiterplattenhersteller implementiert und in die Prozesskette der Leiterplattenherstellung integriert wird.

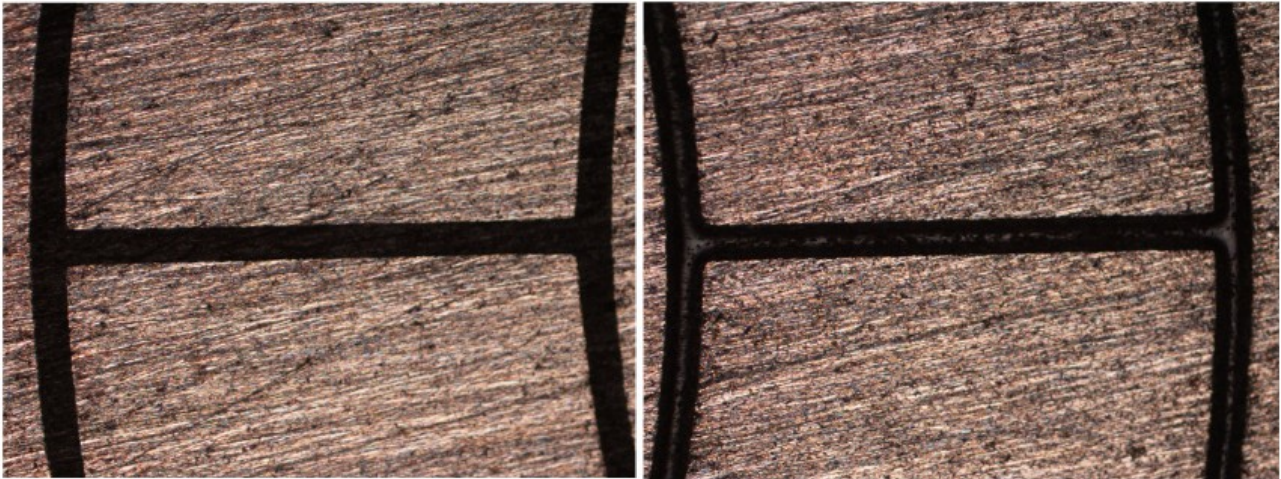


Abbildung 66: Mikroskopaufnahme der Isolationsgräben nach dem Schleifen der Leiterplatte

Daher wurde untersucht, ob sich die Isolationsgräben mit einem Inkjetdrucker auffüllen lassen, um gezielt nur die Isolationsgräben zu füllen und so auf den zuvor verwendeten Schleifprozess samt der erforderlichen Folgeschritte verzichten zu können. Hierzu wurden ein FUJIFILM Dimatex DMP-2850 Drucker eingesetzt, Druckversuche mit SO8-Lack durchgeführt und die Anzahl der Überfahrten sowie die Druckgeschwindigkeit variiert. In Abbildung 67 ist stellvertretend ein Beispiel für die damit erzielten Ergebnisse dargestellt. Die limitierte Wiederholbarkeit des Druckers von $\pm 25 \mu\text{m}$, das entspricht der halben Breite der Isolationsgräben, begrenzt das Druckergebnis, und so wurden Randbereiche der Elektroden bereits bedruckt, die als helle Schatten im Bild sichtbar sind. Die Benetzungseigenschaften der Elektroden sorgen zusätzlich dafür, dass sich der Lack auf den Elektroden verteilt. An diesen Teilbereichen sind die Isolationsgräben dementsprechend nicht hinreichend gefüllt. In den Bereichen, bei denen die Elektroden nicht bedruckt wurden, sind die Isolationsgräben dagegen sehr gut gefüllt. Dennoch sind die gefüllten Ergebnisse vielversprechend, sodass mit einem Drucker mit besserer Positioniergenauigkeit gute Resultate zu erwarten sind.



Abbildung 67: Isolationsgräben mit Inkjet-Drucker Dimatex DMP-2850 gefüllt

Daher wurde der Fokus auf einen Prozess gerichtet, bei dem der Bereich der Elektroden zunächst mit einem Coater und einem flüssigen Lötstopplack mit bis zu 3 Lagen nass in nass beschichtet und die Isolationsgräben mit einem Direktbelichter vom Typ Miva Technologies 2020L DI belichtet wurden. Anschließend erfolgte ein Prebake des Lötstopplacks, bei dem der belichtete Teil weiter vernetzt. Im Anschluss daran wurde überschüssiger Lötstopplack mit Isopropanol und einem Reinraumtuch entfernt. Dabei verbleiben die belichteten und vorvernetzten Teile des Lackes in den Isolationsgräben. Abschließend wurden die Leiterplatten einem Postbake zugeführt, um den Lötstopplack vollständig zu vernetzen.

Die Ergebnisse dieser Prozessabfolge, wie sie in Abbildung 68 vor dem Belichten und nach dem vollständigen Ausbacken der Leiterplatten gezeigt sind, sind ebenfalls vielversprechend, und große Teile der Isolationsgräben sind danach gefüllt, aber ein vollständiges und planar mit den Elektroden abschließendes Füllen kann nicht erreicht werden. Ursache hierfür ist, dass durch das Entfernen des überschüssigen Lötstopplacks

auch Teile des Lackes in den Gräben durch den Einsatz des Lösungsmittels wieder angelöst und herausgewaschen werden. Zudem ist die Prozessabfolge aufwendig, sowohl in der Anzahl der einzelnen Prozessschritte, als auch, was den zeitlichen Aufwand und die notwendige Maschinenteknik anbelangt.

Daher wurde der Prozess mit entsprechendem Pragmatismus auf einige wenige Schritte heruntergebrochen.

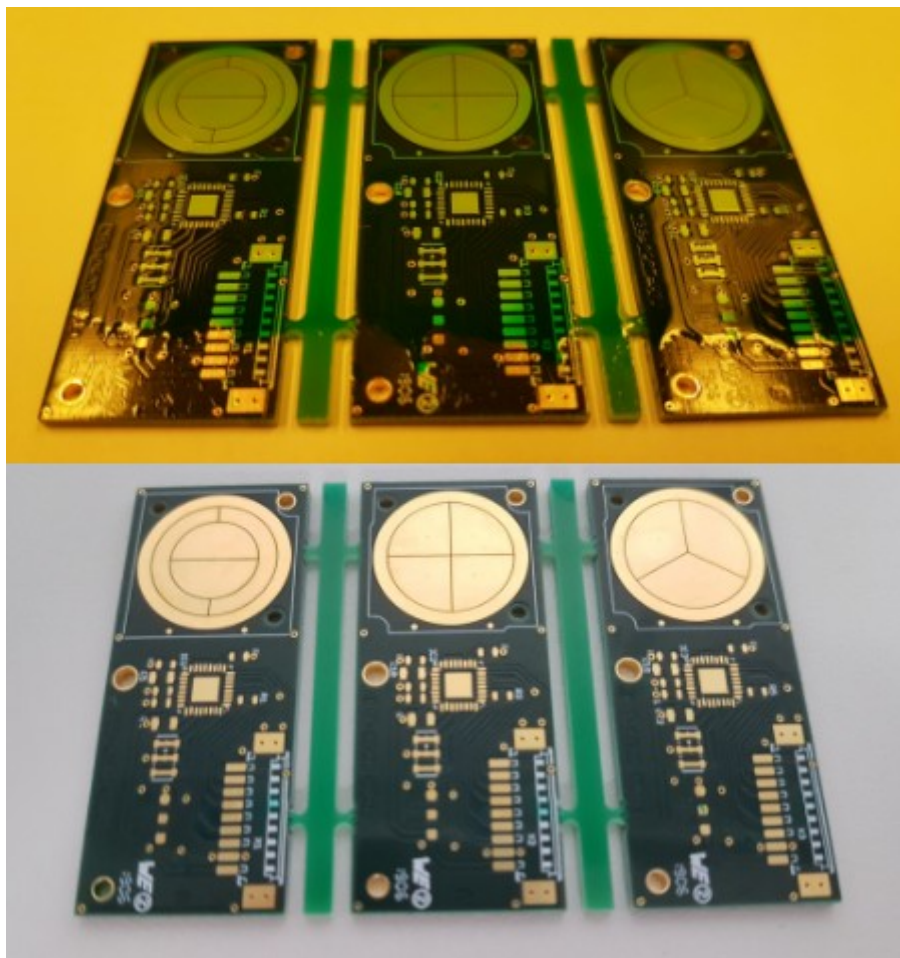


Abbildung 68: Füllen der Isolationsgräben mit flüssigem Lötstopplack und Direktbelichter

Hierfür wurden die Leiterplatten zunächst mit Lötstopplack im Bereich der Elektroden beträufelt. Die Benetzungseigenschaften des Lackes auf der Leiterplatte sorgen dafür, dass sich die Isolationsgräben füllen. Anschließend wurden die Leiterplatten einem Prebake unterzogen, bei dem der unbelichtete Lötstopplack vorvernetzt. Hieran anschließend wurde überschüssiger Lötstopplack wie zuvor mit Isopropanol und einem Reinraumtuch entfernt und die Leiterplatten unter einem Mikroskop inspiziert. Waren die Isolationsgräben nicht hinreichend gefüllt, so wurde der Prozess wiederholt. Waren die Isolationsgräben dagegen gut gefüllt, wurden die Leiterplatten einem vollständigen

Ausbacken (Postbake) zugeführt. Anschließend erfolgte eine erneute Inspektion der Leiterplatten. Da der Lötstopplack beim Ausbacken einem Volumenschwund unterliegt, wiesen Teilbereiche der gefüllten Isolationsgräben Einfallstellen auf. In diesem Fall wurde die Prozedur des Belackens wiederholt. Auf diese Weise konnten Leiterplattenmuster angefertigt werden, die im Anschluss daran mit den SMD-Komponenten und der Kuppel zu einem Sensor komplettiert wurden.

Inzwischen steht seitens Würth Elektronik ein Prozess im Entwicklungslabor zur Verfügung, mit dem die Isolationsgräben mit Hilfe eines Inkjet-Druckers der Firma Notion Systems mit flüssigem Lötstopplack gefüllt werden können. Die deutlich bessere Wiederholgenauigkeit der Anlage gepaart mit dem direkten photonischen Vernetzen des Lötstopplacks beim Drucken erlaubt es, wenn man den zur Verfügung stehenden Angaben glaubt, die Isolationsgräben der Leiterplatte mit einem wirtschaftlichen Prozess zu füllen.

4.2.8. Flächenoptimierung der Variante Sichel-Layout

Für die Variante Sichel-Layout wurde eine Flächenoptimierung durchgeführt. Dazu wurde, unter Einsatz einer FEM-Simulation, die Sensorzelle mit parametrischer Geometrie für die Elektroden samt eines vereinfachten Modells für das Fluid nachgebildet und eine Parameterstudie durchgeführt. Hierfür wurde ein vereinfachtes Modell des Fluids nachgebildet und in Schritten von 90° für variierende Elektrodenflächeninhalte, jedoch mit konstanten Werten für den Lötringsdurchmesser, bei der Simulation rotiert und die Kapazitätsänderung für die korrespondierenden Elektrodenpaare bestimmt. Mit Hilfe von CT-Aufnahmen vorhandener Sensoraufbauten konnte ein hinreichend realitätsnahes Modell für die Fluidgeometrie erstellt werden. Das FEM-Modell und die CT-Aufnahme der Sensorzelle sind in Abbildung 69 zu sehen.

Ausgehend von den zuvor gezeigten Messungen der Variante „Sichel 1“, mit flächengleichen Elektroden für das innere und äußere Elektrodenpaar, konnte zudem das Signalverhältnis zwischen innerem und äußerem Elektrodenpaar bestimmt und mit der Simulation abgeglichen werden. Dieser Vergleich lieferte jedoch erhebliche Unterschiede, sodass entschieden wurde, neben dem Optimum aus der Simulation („Sichel 2“), zwei weitere Varianten („Sichel 3“ und „Sichel 4“) mit nochmals verändertem Flächenverhältnis zu verfolgen. Entsprechende Sensorvarianten wurden entworfen, aufgebaut und charakterisiert. Messungen der Signalhübe an den Varianten belegen, dass die Simulation

die Realität nicht abbilden kann, was mutmaßlich auf die Randeffekte der Kuppel zurückzuführen ist.

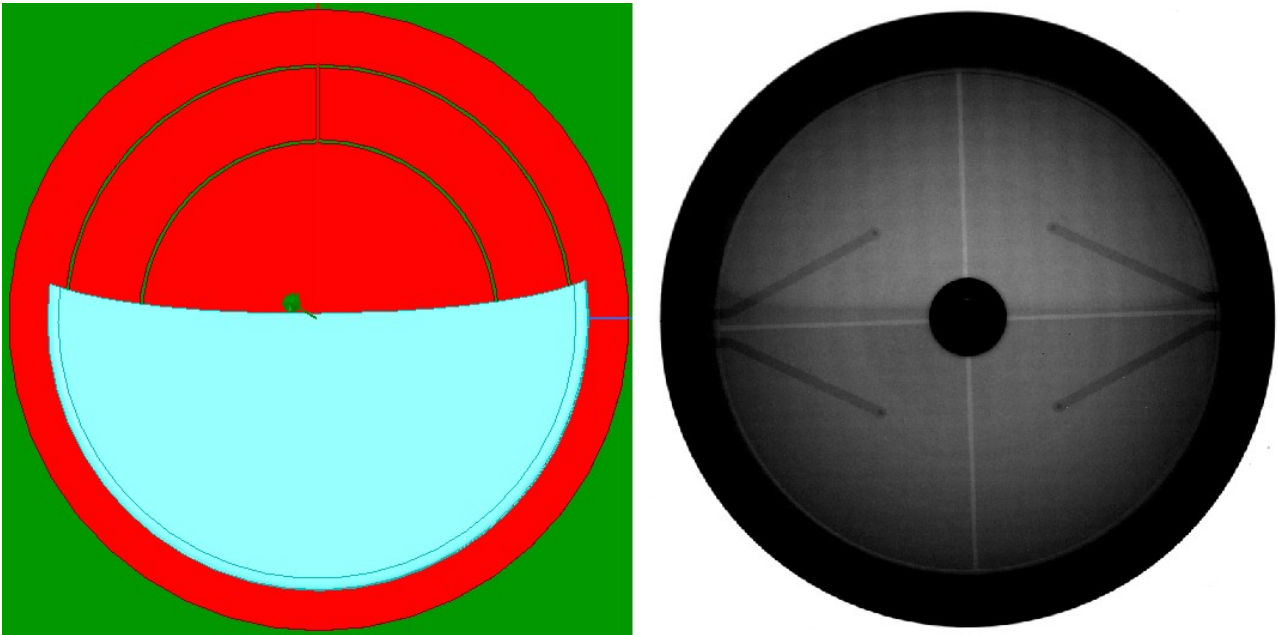


Abbildung 69: FEM-Simulationsmodell mit ausgeblendeter Kuppel (links) und CT-Aufnahme eines befüllten Neigungssensors (rechts)

Allerdings konnte, Dank der zwei zusätzlichen Varianten und der an ihnen gewonnenen Signalhöhe, auf das tatsächlich erforderliche Flächenverhältnis extrapoliert werden, was der Variante „Sichel 6“ entspricht. Um das Ergebnis vollständig abzusichern, wurde das Flächenverhältnis um das extrapolierte Optimum herum noch einmal variiert, was den beiden Varianten „Sichel 5“ und „Sichel 7“ entspricht. Die Ergebnisse hierzu sind in Tabelle 9 noch einmal zusammengefasst. Demnach ist ein Flächenverhältnis von 2 für gleiche Signalhöhe erforderlich. Die Gründe hierfür konnten jedoch nicht bestimmt werden und bleiben unbekannt.

Tabelle 9: Variantenübersicht zur Flächenoptimierung

Variante	Kommentar	Flächenverhältnis	Signalverhältnis
Sichel 1	Flächengleichheit	1,0016	0,66
Sichel 2	Optimum Simulation	1,2330	0,744
Sichel 3	90% Simulation	1,3883	0,773
Sichel 4	80% Simulation	1,5567	0,802
Sichel 5	Extrapoliert	1,8494	~1
Sichel 6	Extrapoliert	2,0158	1
Sichel 7	Extrapoliert	2,0609	~1

4.2.9. Messergebnisse

In Abbildung 70 sind beispielhaft die Kennlinien der beiden Kanäle der Variante „Sichel 6“ nach der Flächenoptimierung der Elektroden dargestellt. Es ist erkennbar, dass beide Elektrodenpaare gleiche Empfindlichkeiten aufweisen, sodass die Flächenoptimierung als erfolgreich bezeichnet werden kann.

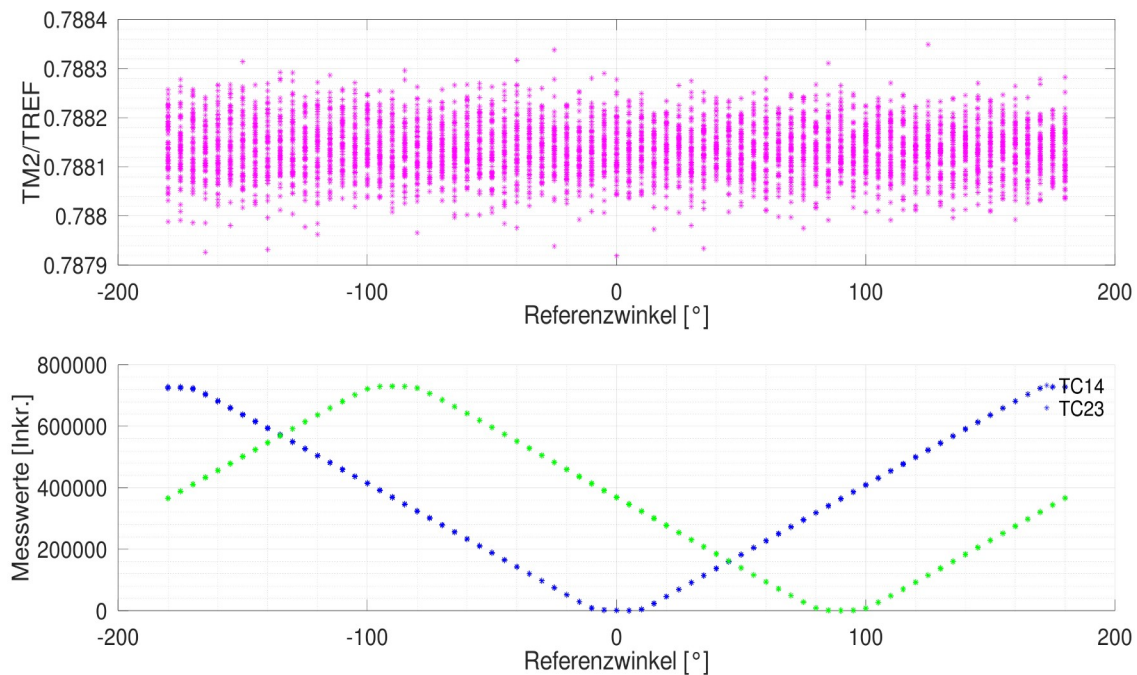


Abbildung 70: Kennlinie der flächenoptimierten Variante „Sichel 6“ mit aufgefüllten Isolationsgräben

Am Beispiel eines Sensors mit flächenoptimierten Sichel-Layout und dem in Kapitel 4.2.7 entwickelten Prozess zum Auffüllen der Isolationsgräben demonstriert Abbildung 71, dass der Einfluss der Isolationsgräben, im Vergleich zu Sensoren aus Kapitel 4.2.6, erheblich reduziert, jedoch nicht vollständig beseitigt werden konnte. Die Exzentrizität der Kuppel ist bei diesem Muster ebenfalls besonders gering ausgeprägt.

In Abbildung 72 sind die Winkelfehler über den Referenzwinkel für diesen Sensor aufgetragen. Zum einen kann ein Einlaufen bei der ersten Kennlinie (grüne Kurve) festgestellt werden, was mit einer initialen Benetzung der Elektroden erklärt werden kann. Zudem ist eine Hysterese erkennbar, sodass das Ergebnis insgesamt als Verschlechterung zu betrachten ist. Die Ursachen hierfür sind derzeit noch unbekannt und sollen im Rahmen eines zukünftigen Forschungsprojektes näher untersucht werden.

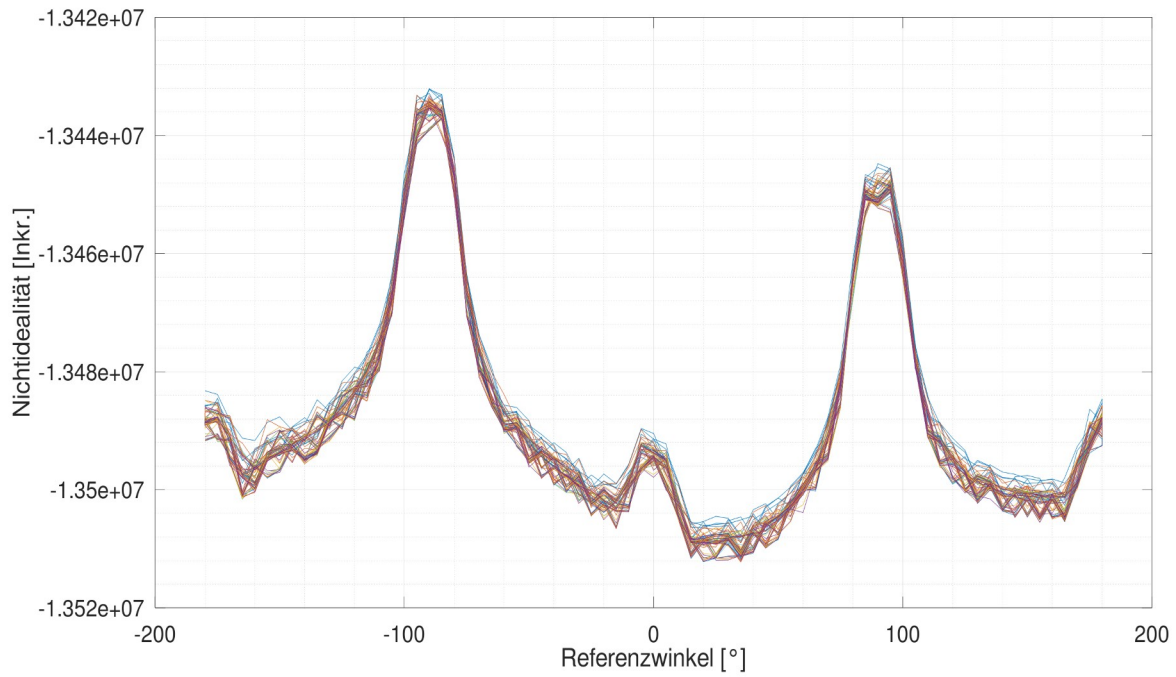


Abbildung 71: Nichtidealitäten der Variante „Sichel 6“

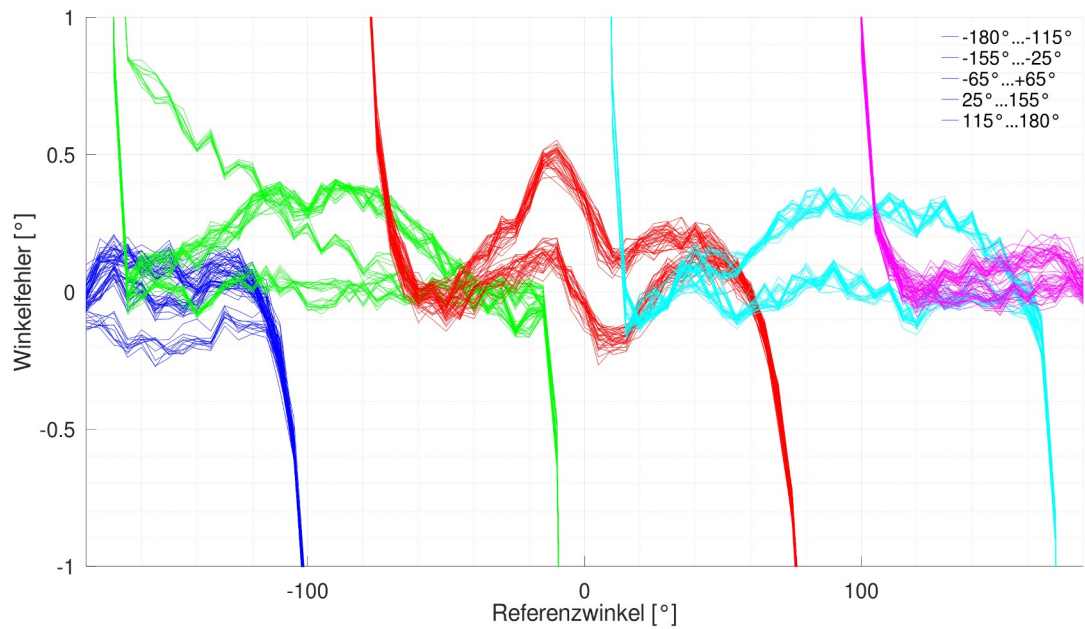


Abbildung 72: Winkelfehler über Referenzwinkel für „Sichel 6“

5 Resistiver, leiterplattenbasierter Sensor

Obwohl in Kapitel 2.6 dedizierte Ausleseelektroniken für resistive Sensoren vorgestellt wurden, wird in diesem Kapitel das Beispiel eines thermischen Strömungssensor mit PCap01 als Ausleseelektronik vorgestellt. Dazu wird in Kapitel 5.1 zunächst auf Besonderheiten der Widerstandsmessung mit PCap01 eingegangen und in Kapitel 5.2 ein thermischer Strömungssensor, dessen Aufbau und Auslegung sowie die zugehörige Firmware und Konfiguration gezeigt. Schließlich werden erste Messergebnisse in Kapitel 5.3 präsentiert. Der beschriebene Sensor ist zwar noch nicht direkt in Leiterplattentechnik hergestellt worden, d.h. das Sensorelement wurde nicht mit den Technologien der Leiterplattenherstellung realisiert, aber er stellt dennoch einen interessanten Ansatz dar und bildet den Ausgangspunkt, um mit einem AddOn-Prozess vollständig in Leiterplattentechnik realisiert werden zu können. Auf diesen AddOn-Prozess wird im Rahmen der Diskussion in Kapitel 7 eingegangen.

5.1. Besonderheiten bei der Widerstandsmessung

Der PCap01 verfügt über drei Eingänge, mit denen Widerstandsmessungen durchgeführt werden können. Sie sind dazu vorgesehen, externe Temperatursensoren wie PT500 oder PT1000 bzw. Präzisionswiderstände als Referenzwiderstände für die Temperaturmessung anzuschließen.

Dazu wird ebenfalls ein RC-Kreis aufgebaut und die Sensorgröße äußert sich in einem veränderlichen Widerstand, während die Kapazität konstant bleibt. Im Unterschied zu kapazitiven Sensoren wird für alle Messeingänge nun derselbe Kondensator verwendet.

Da sich große Kapazitäten nicht im Chip realisieren lassen, kommt statt dessen ein extern angeschlossener Kondensator zum Einsatz. Dieser hat typischerweise einen Wert zwischen 10 nF und 33 nF und weist typischerweise einen Temperaturkoeffizienten von nahezu null auf. Geeignete Kondensatortypen sind NP0/C0G, mit einigen Abstrichen in Bezug auf den Temperaturkoeffizienten können aber auch Kondensatoren mit einem X7R-Dielektrikum zum Einsatz kommen. Für die Baugröße 0603 sind NP0/C0G-Kondensatoren bis 10 nF, für die Baugröße 0805 jedoch auch bis einschließlich 33 nF erhältlich.

Prinzipiell lässt sich festhalten, dass der kleinste erfassbare Widerstand durch die Fähigkeit des Schaltkreises, den Strom zu treiben, limitiert ist, der maximale Widerstand

durch die Wahl der Entladezeit zusammen mit dem zuvor erwähnten Ladekondensator. Seitens des Herstellers wird empfohlen, einen Widerstand von 250 Ω nicht zu unterschreiten. Das obere Limit für den Widerstand lässt sich dann über:

$$\tau = R \cdot C \quad (5-1)$$

bestimmen. In Tabelle 10 sind die zum gewählten Ladekondensator und der gewählten Entladezeit zugehörigen Maximalwerte für die Widerstände aufgelistet.

Tabelle 10: Maximaler, vom Schaltkreis messbarer Widerstand

Kapazität Ladekondensator	Maximaler Widerstand bei 140 μs Entladezeit	Maximaler Widerstand bei 280 μs Entladezeit
10 nF	14 k Ω	28 k Ω
33 nF	4,2 k Ω	8,5 k Ω

Damit steht insgesamt ein sehr großer Widerstandsbereich für Temperaturmessungen zur Verfügung, sodass die maximale Arbeitstemperatur die Wahl des Widerstandswerts der NTCs festlegt.

5.2. Thermischer Strömungssensor

Es mag zunächst nicht offensichtlich erscheinen, den PCap01 als Schaltkreis für thermische Strömungssensoren einzusetzen, allerdings prädestinieren ihn sowohl die Möglichkeit, Widerstände messen zu können, als auch die Möglichkeit, PWM-Signale (Pulseweitenmodulation) bereitzustellen, in Kombination mit dem internen DSP genau hierzu. Am Beispiel eines thermischen Low-Cost-Strömungssensors wird daher gezeigt, wie sich resistive Sensoren mit dem PCap01 realisieren lassen.

Thermische Strömungssensorelemente, die nur die Strömungsgeschwindigkeit messen sollen, bestehen aus einem Heizer und mindestens einem Temperatursensor [IST]. Soll zusätzlich auch noch die Strömungsrichtung bestimmt werden, sind mindestens zwei Temperatursensorelemente entlang der Strömungsachse vor und hinter dem Heizer angeordnet. Meist findet sich, mit etwas Abstand zur Strömungsstrecke, noch ein weiterer

Temperatursensor, mit dem die Temperatur des Mediums erfasst und berücksichtigt werden kann. Sensorelemente in Dünnschichttechnik sind bspw. von den Firmen Innovation Sensor Technology AG oder Hereaus erhältlich. Dabei sind Heizer und Temperatursensoren als resistive Elemente aus Platin bzw. Platin/Nickel realisiert. Da der Heizer aus Platin mit einem typischen Temperaturkoeffizienten von 3850 ppm/K ausgeführt ist, ist auch klar, dass der Heizer eine nichtlineare Kennlinie aufweist.

Als Substratmaterial kommen entweder ein dünnes Yttrium-stabilisiertes Zirkonoxid (FS2, FS7) oder eine als Membran ausgeführte Polyimidfolie auf Glassubstrat (MFS02) zum Einsatz. Damit sollen möglichst geringe thermische Massen erreicht werden.

5.2.1. Aufbau und Auslegung des thermischen Strömungssensors

Auf ähnliche Weise wie die zuvor genannten kommerziellen Sensorelemente wurde untersucht, ob sich ein Low-Cost-Strömungssensor mit Richtungserkennung, wie er in Abbildung 73 gezeigt ist, diskret aufbauen lässt. Auf der linken Seite befinden sich Heizer und Temperatursensoren, rechts ist der PCap01 mit den zugehörigen Komponenten angeordnet. Die Gesamtabmessungen betragen 29,2 mm x 9 mm, wobei der Sensorbereich mit 5 mm x 11,2 mm schmal gegenüber dem Rest der Leiterplatte, auf dem sich die Ansteuer- und Ausleseelektronik befindet, abgesetzt ist.

Das Layout ist dem Strömungssensorelement FS02 der Firma IST AG nachempfunden, das heißt, beidseitig vom Heizer sind die Temperatursensoren angeordnet, ein weiterer Temperatursensor befindet sich etwas entfernt von der Wärmequelle. Um die thermische Masse und den Einfluss des Trägersubstrates aufgrund seiner thermischen Leitfähigkeit gering zu halten, wäre es vorteilhaft, auf Semiflexleiterplatten, d.h. 0,3 mm dünne Leiterplatten aus FR4 mit nur wenigen Lagen Glasfaser oder Flexleiter aus Polyimid zurückzugreifen. Für den grundsätzlichen Funktionsnachweis wird hiervon zunächst kein Gebrauch gemacht. Alternativ bieten sich eine Umsetzung als starre Leiterplatte mit Tiefenfräsung unterhalb von Heizer und Temperatursensoren oder die Herstellung als Starrflex-Leiterplatte an. Dabei handelt es sich um eine starre Leiterplatte, mit einer dünnen, meist 100 µm dicken Lage aus Polyimid, die entweder als Innenlage in oder als Außenlage auf einer Leiterplatte aus FR4 ein- bzw. auf laminiert ist.

Die Ausleseelektronik, hier ein PCap01, ist in unmittelbarer Nähe angeordnet, um parasitäre Einflüsse möglichst gering zu halten, da auch die Temperaturmessung auf der Entladezeitmessung eines RC-Gliedes beruht und sowohl parasitäre Kapazitäten als auch

der Temperaturkoeffizient der zugehörigen Leiterbahnen das Messergebnis beeinflussen können.

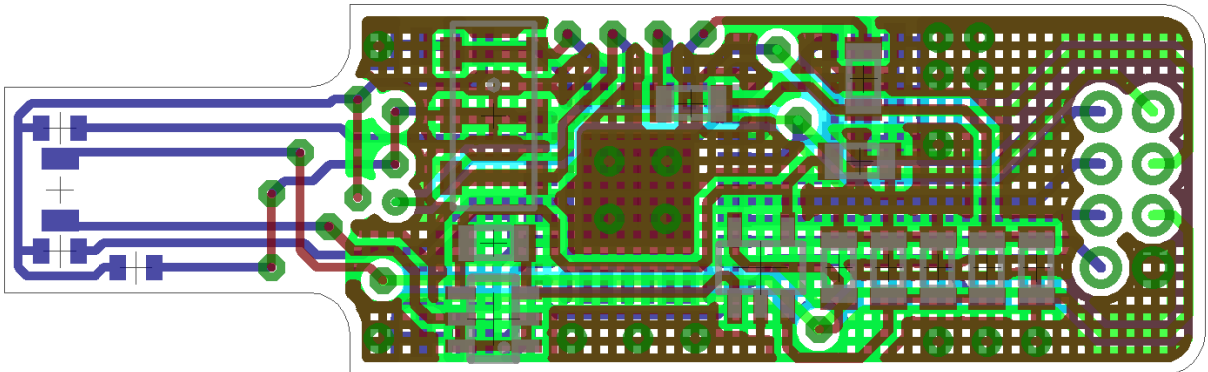


Abbildung 73: Layout des thermischen Strömungssensors in Leiterplattentechnik

In Abbildung 74 ist der Schaltplan zum Sensor dargestellt. Der PCap01 verfügt über die typische Beschaltung aus BuffCap und Pulldown-Widerstand für den OTP-Pin sowie einer fest definierten SPI-Schnittstelle. Die drei NTCs sind an die jeweiligen Widerstandseingänge PT0 bis PT2Ref angeschlossen, wobei PT2Ref den NTC zur Messung der Medientemperatur darstellt und PCap-intern auch mit dem internen Aluminiumwiderstand belegt werden kann.

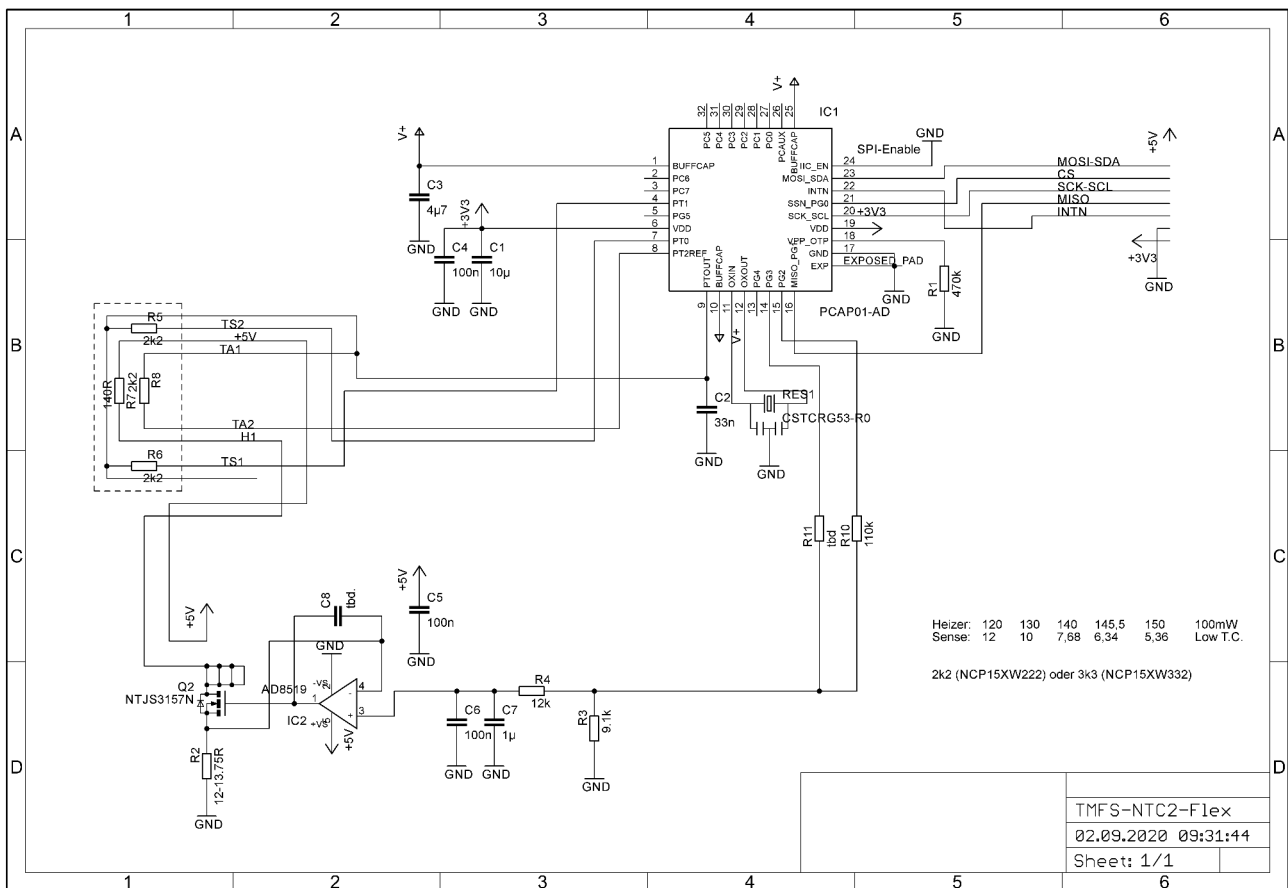


Abbildung 74: Schaltplan des thermischen Strömungssensors in Leiterplattentechnik

Der Sensor sollte mittels eines internen RC-Oszillators betrieben werden, optional ist jedoch auch die Bestückung eines Keramikresonators als Taktquelle vorgesehen. Einer der zwei PWM-Ausgänge kann für die Ansteuerung des Heizers genutzt werden. Dazu wird die PWM zunächst über einen Spannungsteiler mit anschließendem Tiefpassfilter geführt, die auf eine spannungsgesteuerte und geregelte Stromquelle führen, deren Sense-Widerstand R2 bildet.

Die erste Frage, die beantwortet werden sollte, ist, ob die Erwärmung eines als Heizer fungierenden Widerstands detektiert werden kann. Hierzu wurde ein erster Aufbau des thermischen Strömungssensors mit NTCs als Temperatursensoren auf einer starren Leiterplatte realisiert. Die Widerstandswerte für die NTCs ergeben sich hierbei einerseits aus den in Kapitel 5.1 aufgeführten Maximalwerten, der Verfügbarkeit der Bauteile und andererseits aus dem Arbeitstemperaturbereich, in dem der Strömungssensor betrieben werden soll. In Abbildung 75 sind mögliche NTCs von Murata der NCP15-Serie aufgeführt und farblich gekennzeichnet, die potentiell in Frage kommen. Gelb/orange markiert sind dabei jene, die für eine Entladezeit von 280 μ s, in orange diejenigen, die für eine Entladezeit von 140 μ s mit einem Ladekondensator von 10 nF geeignet sind. Der

Ladekondensator ist zu 10 nF als C0G/NP0 gewählt worden, sodass der NTC-Typ NCP15XW222J03RC mit 2,2 k Ω bei 25 °C eine geeignete Wahl darstellt, da mit ihm beide Entladezeiten in einem akzeptablen Arbeitstemperaturbereich abgedeckt werden können.

Als Heizer dient ein 0603, 100 mW Widerstand. Aus der maximalen Versorgungsspannung von 5 V für den Heizkreis ergibt sich für die maximale Leistung des Widerstands von 100 mW ein Widerstandswert von 250 Ω für den Heizer. Da diese maximale Leistung jedoch für den normalen Einsatz und nicht unter Kühlung durch eine Strömung angegeben ist, zugleich eine hohe Heizleistung auch nur bei hohen Strömungsgeschwindigkeiten erwartet wird, wurde der Heizwiderstand zu 140 Ω (ERA-3AEB1400V) gewählt, sodass eine Überhitzung des Widerstands bei hohen Strömungsgeschwindigkeiten nicht zu erwarten ist.

T [°C]	NCP15XM102	NCP15XQ102	NCP15XM152	NCP15XW152	NCP15XM222	NCP15XW222	NCP15XM332	NCP15XW332	NCP15XM472
-40	21.266	25.154	31.899	51.791	46.786	75.961	70.179	113.941	105.705
-35	16.150	18.655	24.225	37.172	35.530	54.520	53.295	81.779	79.126
-30	12.347	13.979	18.520	27.005	27.162	39.607	40.743	59.411	59.794
-25	9.503	10.578	14.255	19.843	20.907	29.103	31.360	43.654	45.630
-20	7.365	8.079	11.047	14.728	16.203	21.601	24.304	32.401	35.144
-15	5.747	6.220	8.621	11.044	12.644	16.198	18.966	24.297	27.303
-10	4.516	4.829	6.773	8.362	9.934	12.264	14.901	18.396	21.377
-5	3.572	3.777	5.358	6.389	7.858	9.370	11.787	14.055	16.869
0	2.844	2.977	4.266	4.922	6.257	7.219	9.386	10.829	13.411
5	2.280	2.362	3.419	3.825	5.015	5.609	7.523	8.414	10.735
10	1.839	1.888	2.758	2.994	4.045	4.391	6.067	6.586	8.653
15	1.492	1.518	2.238	2.361	3.283	3.463	4.924	5.195	7.018
20	1.218	1.229	1.827	1.876	2.680	2.751	4.019	4.126	5.726
25	1.000	1.000	1.500	1.500	2.200	2.200	3.300	3.300	4.700
30	825	819	1.238	1.207	1.816	1.771	2.724	2.656	3.879
35	685	674	1.027	978	1.507	1.434	2.260	2.152	3.219
40	571	558	857	797	1.257	1.169	1.885	1.753	2.685
45	479	464	718	653	1.053	958	1.580	1.437	2.250
50	403	388	605	538	887	789	1.331	1.184	1.895
55	341	326	512	446	751	654	1.126	981	1.604
60	290	275	435	371	638	545	957	817	1.363
65	247	233	371	311	544	456	816	684	1.163
70	212	199	318	261	466	383	700	575	996
75	182	170	274	221	401	324	602	486	857
80	157	146	236	187	346	275	520	412	740
85	136	126	205	160	300	234	450	351	641
90	119	109	178	137	261	200	392	301	558
95	104	94	155	117	228	172	342	258	487
100	91	82	136	101	200	149	299	223	426
105	80	72	120	88	175	129	263	193	375
110	70	63	105	76	155	112	232	168	330
115	62	56	93	67	137	98	205	146	292
120	55	49	83	58	121	85	182	128	259
125	49	44	74	51	108	75	162	113	230

Abbildung 75: Tabelle zur Auswahl eines geeigneten NTCs für einen leiterplattenbasierten Strömungssensor

Die Leiterplatte ist für eine doppelseitige Bestückung vorgesehen, um den Sensor möglichst klein zu gestalten. Gegenüberliegend zum Strömungssensorelement befinden sich die erforderlichen digitalen Ein- und Ausgänge sowie die Spannungsversorgungsanschlüsse.

Der so konzipierte und ausgelegte Strömungssensor in Leiterplattentechnik wurde beschafft und aufgebaut.

5.2.2. Firmware und Konfiguration

Die Firmware ist anwendungsspezifisch und liest die Zählerstände aus. Der PCap01 wird im Messbereich 1 mit dem internen RC-Oszillator betrieben. Der LF-Takt beträgt 50 kHz, für die Cycle Time werden 140 μ s, eine Mittelung von $T_{AVRG} = 16$ Messwerten und 8 Fakeblöcke gewählt. Damit ergibt sich ein gemittelter Messwert alle 12,3 ms. Zudem wurde der Sequence Timer als Trigger-Quelle gewählt, wobei eine Sequence Time = 9 gewählt wurde, sodass alle 20,5 ms ein neuer Messwert ausgegeben wird, was einer Messwiederholrate von 48,8 Hz entspricht.

Während dieser Zeit werden TCsg, d.h. das Ergebnis der internen Kompensation, die beiden NTCs sowie der interne Aluminiumwiderstand und der Polysiliziumwiderstand ausgelesen. Da keinerlei Kapazitäten angeschlossen sind, sind alle Kapazitätsports abgewählt. Stattdessen sind die Register R0 und R1 auf extern eingestellt, Register R2 auf den internen Aluminiumwiderstand und das Register Rref auf den internen Polysiliziumwiderstand konfiguriert.

Zur Ansteuerung des Heizers dient der PWM-Ausgang des PCap01. Dazu wird das Signal wie zuvor beschrieben am PWM-Ausgang zunächst heruntergeteilt, tiefpassgefiltert und einer spannungsgesteuerten Stromquelle zugeführt. An der Stromquelle hängt eine Last in Form eines Widerstands mit, gegenüber den Temperatursensoren, um Größenordnungen kleinerem Temperaturkoeffizient. Der Widerstand dient als Heizer, dessen Heizleistung und damit Temperatur über die PWM gesteuert werden kann. Der PCap01 ist hierzu für eine 7 bit PWM basierend auf dem LF_X1 Takt konfiguriert, wodurch sich eine PWM-Frequenz von 387 Hz ergibt. Die Spannungsversorgung am Heizer beträgt 5 V aus einem Labornetzteil Keysight E3620A, und die PWM kann über das Pulse0-Register variiert werden. Ferner sind die Pullup-Widerstände für die beiden Pins PG2 und PG3 abgewählt und die Register als Ausgänge definiert.

Die Firmware liest das Register der Kompensationsmessung sowie die Widerstandsports 0 bis 2 und den internen Polysiliziumwiderstand aus und schreibt die Zählerstände in die Ausgaberegister. Zusätzlich werden die Eingaberegister PARA0 und PARA 1 ausgelesen und der dort hinterlegte Wert in die entsprechenden Pulse-Register geschrieben.

Der PCap01 ist über SPI an eine Mikrocontrollerbox angeschlossen, entsprechend ist diese Schnittstelle in der Konfiguration angewählt. Für den Betrieb wird die Firmware zunächst in das SRAM des PCap01 geladen und anschließend die Konfiguration übertragen.

5.3. Messergebnisse

Für die Durchführung der Messungen wurde der Strömungssensor in einen Pneumatik-T-Stück-Steckverbinder für 6 mm Schläuche eingesetzt, mit Heißkleber fixiert und abgedichtet (Abbildung 76). Auf diese Weise ragt nur der strömungssensitive Teil der Leiterplatte, d.h. die beiden NTCs samt Widerstandsheizter auf der Leiterplatte, in den Strömungskanal.

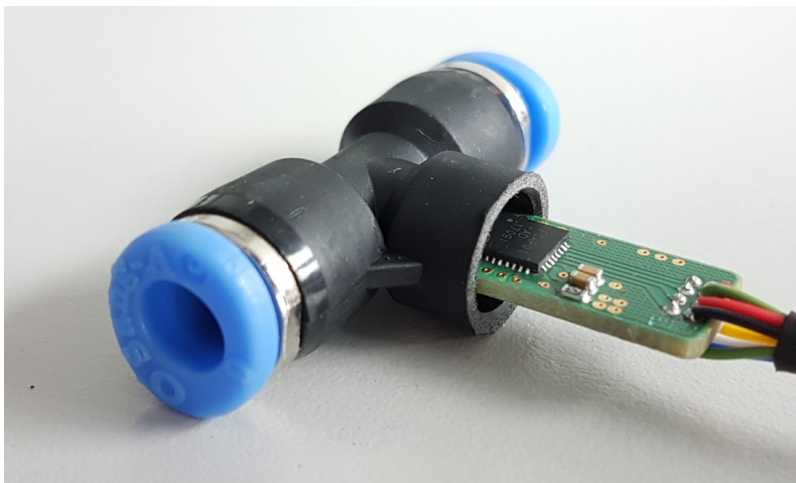


Abbildung 76: Strömungssensorleiterplatte in einem pneumatischen T-Stück montiert

Anschließend wurde das T-Stück an einer Seite über einen 6 mm Schlauch über eine Wartungseinheit mit Druckversteller an die Druckluft des Hauses angeschlossen. Die zweite Seite des T-Stückes wurde ebenfalls mit einem 6 mm Schlauch versehen und die Druckluft in den Raum geleitet. Am Druckversteller der Wartungseinheit wurden unterschiedliche Drücke von 0 bis 5 bar in Schritten von 1 bar eingestellt, um unterschiedliche Strömungsgeschwindigkeiten zu realisieren. Pro eingestelltem Druck wurde die PWM von 0 bis 125 in Schritten von 5 Inkrementen verändert. Hierbei wurden für jeden PWM-Schritt 5000 Werte mit einer Messwiederholrate von 48,8 Hz aufgezeichnet

und um den Faktor 10 dezimiert, sodass sich eine effektive Messwiederholrate von 48,8 Hz ergibt und einer Aufzeichnungslänge von ca. 100 s pro PWM-Schritt entspricht. Aufgezeichnet wurden hierbei die interne Kompensationsmessung TCsg, der interne Referenzwiderstand TREF, der interne Aluminiumtemperatursensor TM2 sowie die Mess-werte für die beiden NTCs und deren in der Firmware berechnete Differenz. Das Resultat dieser Messung ist in Abbildung 77 dargestellt. Dabei sind die beiden Temperatursensoren jeweils oben links und rechts abgebildet, die normierte Differenz:

$$\text{normDiff} = \frac{\text{Temp 1} - \text{Temp 2}}{\text{Temp 1} + \text{Temp 2}} \quad (5-2)$$

unten links und die zugehörige unskalierte Chip-interne Temperatur unten rechts. Der rot eingezeichnete Pfeil deutet, zur besseren Erkennbarkeit, die Richtung des steigenden Drucks an.

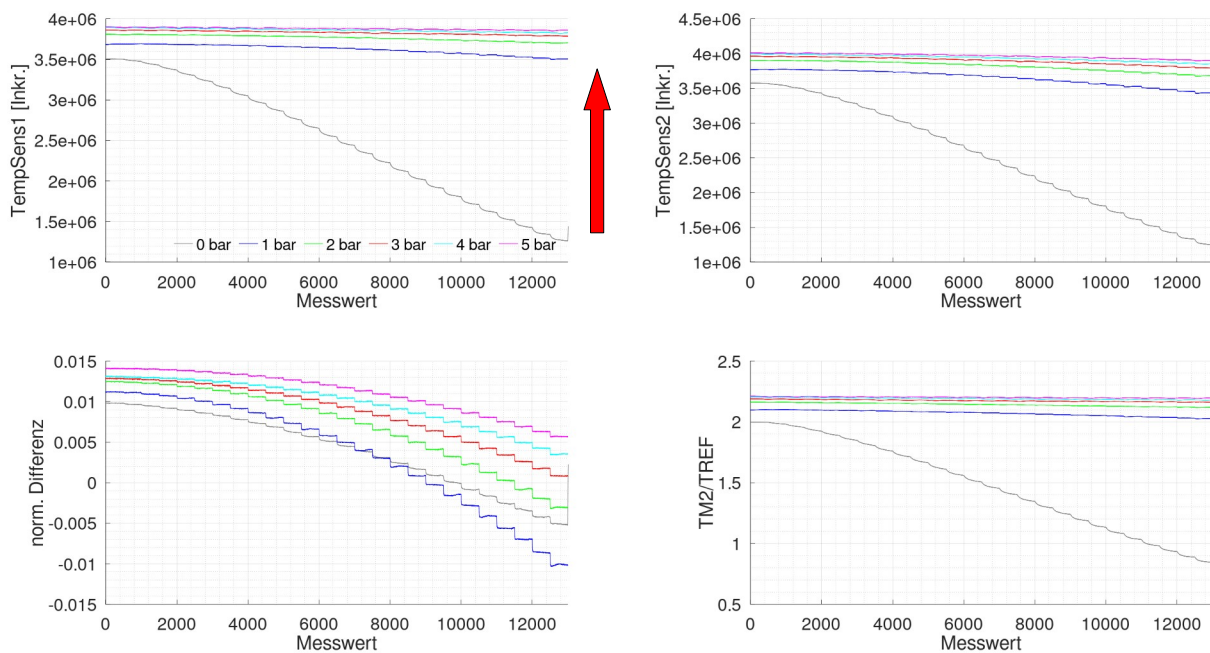


Abbildung 77: Messergebnisse am Strömungssensor mit starrem Leiterplattenaufbau

Deutlich zu erkennen ist, dass mit zunehmender PWM (PWM = 0 = Heizer aus links, PWM = 125 = Heizer nahezu auf Maximum rechts innerhalb eines Diagramms) und damit zunehmender Heizleistung bei gleichbleibend eingestelltem Druck die Temperatur an den NTCs steigt, sichtbar durch eine Abnahme der Messwerte, da es sich ja um Temperatursensoren mit negativem Temperaturkoeffizienten handelt. Gleichzeitig steigt die Differenz zwischen den Temperatursensoren mit zunehmender Heizleistung. Es ist erwartungsgemäß auch zu erkennen, dass mit zunehmender Strömungsgeschwindigkeit

die Differenz zwischen den Temperatursensoren abnimmt und der nichtlineare Anteil kleiner wird. Darüber hinaus ist eine gewisse Temperaturabhängigkeit der Chiptemperatur von der eingestellten PWM erkennbar, die deutlich minimiert ist, sobald eine Strömung anliegt, – vergleiche graue Kurve mit allen anderen Kurven – was darauf hindeutet, dass möglicherweise eine Wärmeleitung vom Heizer über die starre Leiterplatte hin zum Chip stattfindet, was in einem zweiten Sensoraufbau durch die Ausführung des Sensors als Starrflex-Leiterplatte unterbunden werden soll.

In einer weiteren Messung am Aufbau wurde zudem bei den verschiedenen anliegenden Drücken kontinuierlich zwischen zwei PWM-Werten 125 und 5 hin- und hergeschaltet. Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abbildung 78 dargestellt sind, wobei der rot eingezeichnete Pfeil die Richtung des steigenden Drucks zeigt. Mit einer alternierenden Ansteuerung des Heizers wäre eine weitere Möglichkeit gegeben, die Strömungsgeschwindigkeit zu ermitteln, die einerseits im Offset, andererseits im Signalhub sowie in den Zeitkonstanten der Anstiegszeiten zu finden ist.

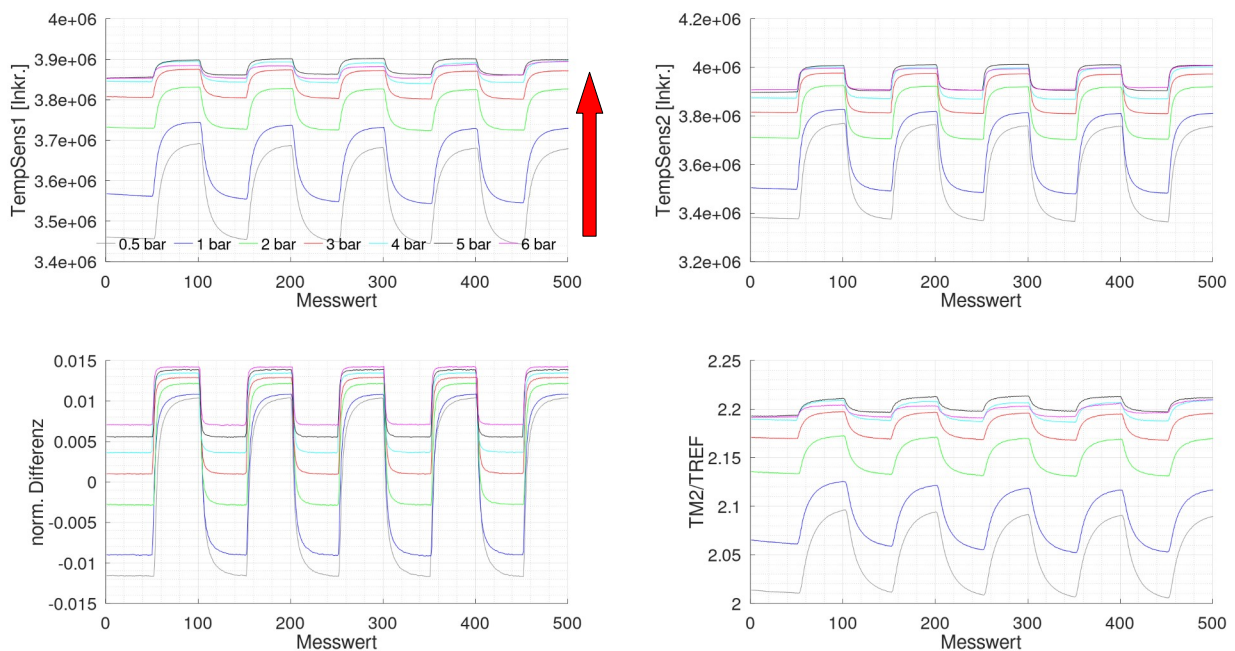


Abbildung 78: Messergebnisse zur alternierenden Ansteuerung des Heizers des thermischen Strömungssensors

In einem zweiten Aufbau wurde der Sensor als Starrflex-Lösung konzipiert, das heißt, Heizer und Temperatursensoren befinden sich auf einem Flexteil der Leiterplatte, während der PCap01 und seine erforderlichen Komponenten auf dem starren Teil der Leiterplatte angeordnet sind. Die Ergebnisse der Messung an diesem Sensoraufbau sind in Abbildung

79 dargestellt. Die Messung am Starrflexaufbau zeigt, dass die thermische Zeitkonstante durch diese Maßnahme reduziert werden konnte.

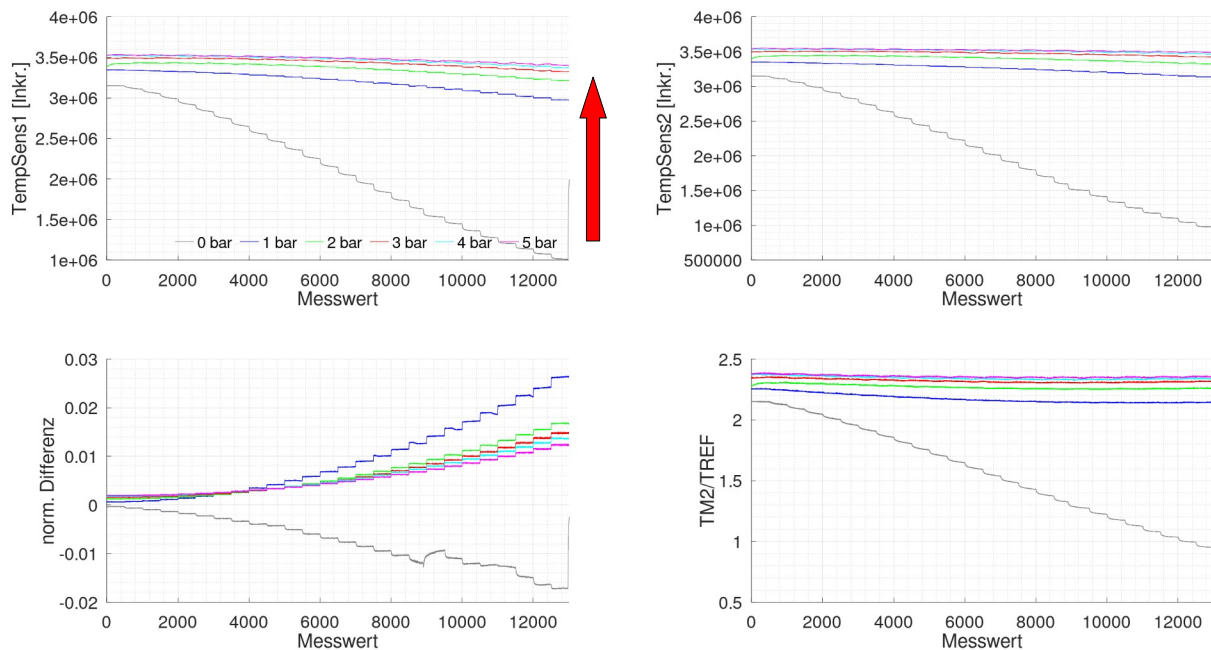


Abbildung 79: Messergebnisse am Strömungssensor mit Leiterplattenaufbau als Starrflex

Vergleicht man Abbildung 77, d.h. den Aufbau mit starrer Leiterplatte, und Abbildung 79, d.h. den Aufbau mit Starrflex, erkennt man Unterschiede. So ist die Erwärmung des PCap01 durch den Heizer für den Starrflex-Aufbau reduziert. Gleichzeitig sind die Stufen, die Temperatursprünge entsprechen, insgesamt deutlich ausgeprägter, sichtbar insbesondere an den Signalen für NTC1 und NTC2.

Gleichzeitig ist erkennbar, dass der Sensor in Starrflex-Aufbau in entgegengesetzter Strömungsrichtung betrieben worden ist, womit auch der Nachweis der Richtungserkennung erbracht wurde.

6 Induktiver, leiterplattenbasierter Sensor

In diesem Kapitel wird ein induktives, leiterplattenbasiertes Sensorelement vorgestellt. Dazu wird in Kapitel 6.1 auf die Motivation zur Entwicklung eingegangen und das Sensorelement und dessen Entwurf in Kapitel 6.2 vorgestellt sowie erste Messergebnisse mit diesem präsentiert. Diese mündeten in einen neuartigen Ansatz der Signalauswertung, der zur Entwicklung der Ansteuerelektronik mit einem TDC führte und in Kapitel 6.3 erläutert wird. Mit dem Sensorelement und der Ansteuerelektronik wurden Messergebnisse gewonnen, die in Kapitel 6.4 vorgestellt werden.

6.1. Motivation zur Entwicklung des Sensors

In [IGF12], [Wol13] wurde eine geregelte Pumpe mit Einweg-Pumpelement entwickelt. Die Pumpe greift das Prinzip eines magnetischen Antriebs auf, dargestellt in Abbildung 80, der in zwei Varianten umgesetzt wurde:

1. Linear bewegter Ringmagnet mit Schrittmotor und Gewindespindel, der einen ferromagnetischen Pumpkolben in der Pumpkammer hin und her bewegt.
2. Reluktanzantrieb auf Basis einen Ringkerntransformators, bei dem der magnetische Kreis durch einen ferromagnetischen Kolben in der Pumpkammer geschlossen wird. Dabei wird gleichzeitig eine Feder vorgespannt, die den Pumpkolben beim Abschalten des Ringkerns in die Ausgangslage zurückführt.

Um einen geregelten und pulsationsarmen Betrieb zu realisieren, muss die Position des Pumpkolbens jederzeit genau bekannt sein. Hierfür wurde im Rahmen des Projektes ein optisches, kamerabasiertes Prinzip für den linear bewegten Ringmagneten entwickelt, das die Kante einer Dichtlippe des Pumpkolbens erfasst und die Position des Kolbens durch Echtzeitbildverarbeitung bestimmt.

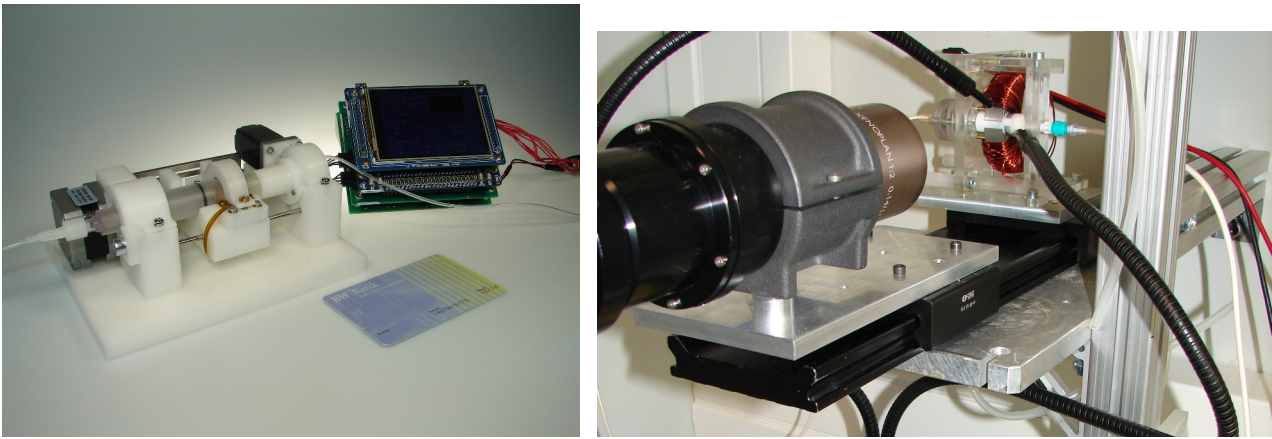


Abbildung 80: Bild der Pumpenvarianten mit Ringmagnet (links) und Reluktanzantrieb (rechts)

Dieses Verfahren erfordert jedoch, dass die Dichtlippe zu jeder Zeit zuverlässig erkannt werden kann, was nicht immer gewährleistet ist, insbesondere wenn die Dichtung eine ähnliche Farbe aufweist wie die zu pumpende Flüssigkeit. Zudem erfordert das Verfahren eine aufwendige Optik, die Kamera selbst sowie einen leistungsstarken Rechner, um die Kantendetektion in Echtzeit durchzuführen. Daher wurden alternative Sensorkonzepte untersucht, die wesentlich einfacher sind und hier zum Einsatz gebracht werden können.

6.2. Induktiver Positionssensor

Trotz des magnetischen Antriebs wurde untersucht, ob ein induktiver Positionssensor als kostengünstigere und besser in die Pumpen integrierbare Lösung verwendet werden kann. Hierfür wurde das Prinzip eines linear variablen, differentiellen Transformators (LVDT) aufgegriffen. Dabei handelt es sich um einen Transformator mit einer Primärspule und zwei anti-seriell geschalteten Sekundärspulen. Zwischen Primär- und Sekundärspulen befindet sich ein linear verschiebbarer, ferromagnetischer Kern, der nachfolgend als Koppелеlement bezeichnet wird. Für den Betrieb des LVDTs wird ein sinusförmiges Signal an die Primärspule angelegt. Sekundärseitig werden entsprechend sinusförmige Signale abgegriffen. Je nach Lage des Kerns koppelt das Sinussignal unterschiedlich stark in die beiden Sekundärspulen ein, wobei die gemessenen Sinussignale an den Sekundärspulen bei idealer Lage des Koppелеlementes in der Mitte des Transformators gleich groß sind. Zur Auswertung solcher Sensoren kommt klassischerweise die Amplitudeninformation zum Einsatz, die das Trägersignal der primärseitigen Anregung entfernt und die Hüllkurve extrahiert.

6.2.1. Design des Sensorelements in Leiterplattentechnik

Für die Anwendung in der Pumpe wurde ein flexibel an die Wölbung der Pumpkammer anpassbares Sensorelement benötigt und entworfen, das das Prinzip des LVDTs umsetzt. Daher fiel die Wahl auf die Flexleitertechnik. Das Design des Sensorelementes ist in Abbildung 81 gezeigt. Es enthält zwei rechteckförmige Sekundärspulen, deren 25 Windungen auf zwei Lagen verteilt und die von einer einlagigen Anregerspule mit 15 Windungen umgeben sind. Die Sekundärspulen sind anti-seriell verschaltet und weisen einen Mittelabgriff auf. Die Leiterbahnbreiten betragen $100\ \mu\text{m}$, wobei die innerste und äußerste Windung der Sekundärspule jeweils $200\ \mu\text{m}$ breit sind.

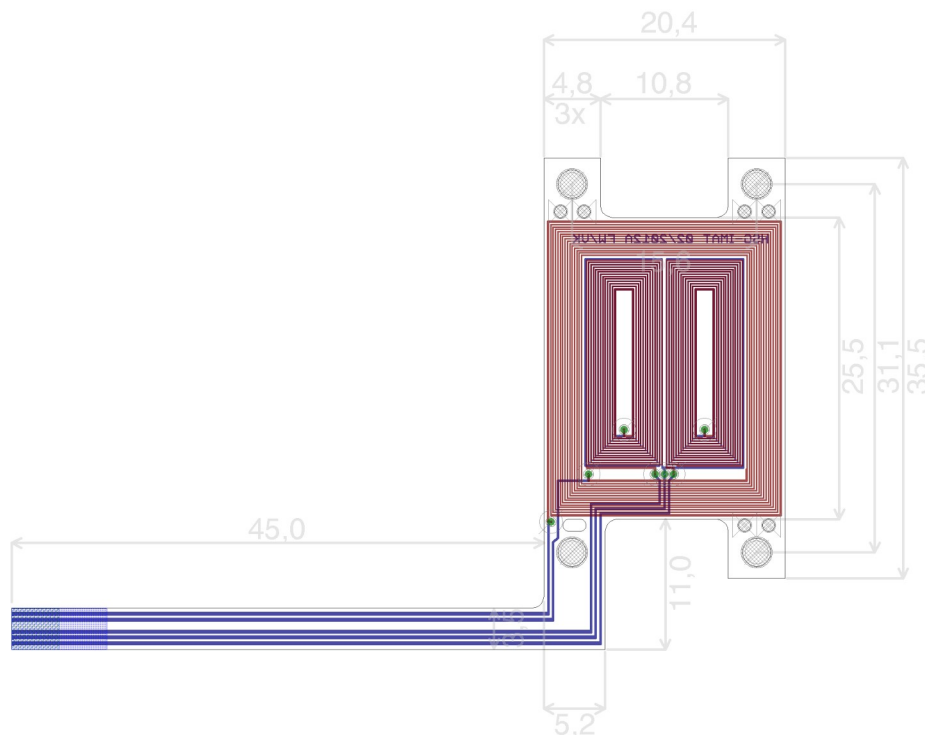


Abbildung 81: Entwurf des LVDTs in Flexleitertechnik

Zusätzlich wurde von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, einen Flexleiter und eine FFC-Buchse (engl. Flat Flexible Cable Connector) zu integrieren, um das Sensorelement über entsprechende SMD-Buchsen elektrisch mit der Ausleseelektronik zu verbinden. Darüber hinaus wurden Befestigungsmöglichkeiten im Sensordesign vorgesehen. In Abbildung 82 ist das in Flexleitertechnik hergestellte Sensorelement dargestellt. Mit Herstellkosten von $<0,20\ \text{€}$ ist es sehr kostengünstig und an verschiedene Oberflächengeometrien anpassbar.



Abbildung 82: LVDT-Sensormuster als Flexleiter (links) und Einbau in Magnethalter der linear bewegten Pumpe (rechts)

6.2.2. Voruntersuchungen am Sensorelement

Zur Charakterisierung des Sensorelementes wurde ein einfacher Versuchsaufbau realisiert, bei dem ein Sensor auf der gewölbten Außenseite eines Kunststoffrohrs aufgeklebt wurde, sodass darüber ein Ringmagnet geschoben und dessen Position variiert werden kann. Im Inneren des Rohres kann ein ferromagnetischer Kolben mit Hilfe einer Zugprüfmaschine linear und mit konstanter Geschwindigkeit hindurchbewegt werden. Zur Anregung der Primärspule, die eine Induktivität von ca. $8 \mu\text{H}$ aufweist, wurde ein Funktionsgenerator verwendet, um diese mit einem 1 MHz Sinussignal anzuregen; die beiden Signale der Sekundärspulen wurden mit einem Oszilloskop des Typs HDO6054 aufgezeichnet. In Abbildung 83 ist das Ergebnis einer solchen Messung beispielhaft gezeigt. In gelb dargestellt ist das Differenzsignal der beiden Sekundärspulen, das noch die Modulation durch das Anregesignal der Primärspule enthält. Mit klassischer Amplitudendemodulation würde nun das Trägersignal entfernt werden, sodass nur noch die Hüllkurve als Sensorsignal verbleibt. Die Hüllkurve enthält die Positionsinformation des Kolbens. Es zeigt sich das typische Bild eines LVDTs mit zwei Maxima und einem Minimum in der Messbereichsmittle des Sensors. Dem Bild kann ebenfalls entnommen werden, dass sich die zwei Maxima in der Amplitude unterscheiden, was darauf zurückzuführen ist, dass der Magnet asymmetrisch zum Sensor angeordnet wurde, wodurch die Hüllkurve stark verformt ist.

Im Vergleich dazu zeigt das magentafarbene Signal die Phasenlage der beiden an den Sekundärspulen abgegriffenen Signale. Der Darstellung kann entnommen werden, dass diese nicht nur unbeeinflusst vom asymmetrisch angeordneten Dauermagneten ist, sie

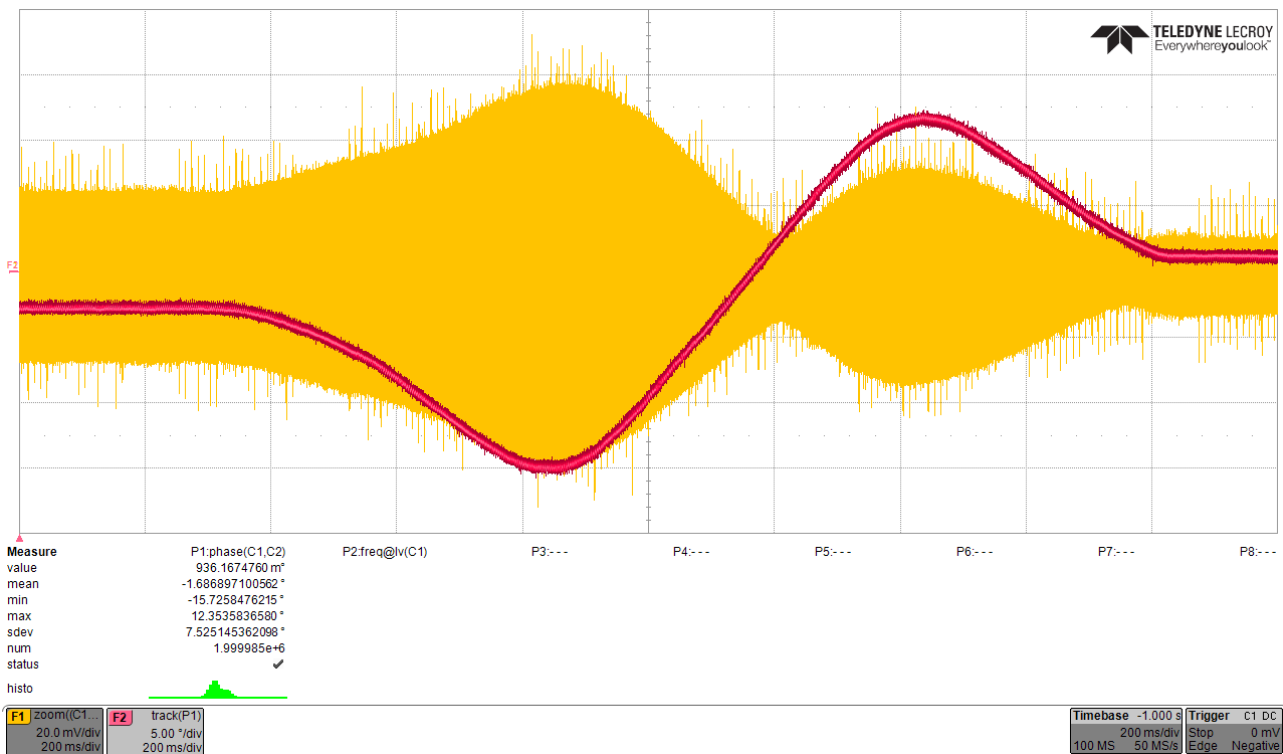


Abbildung 83: Vergleich Amplitudendemodulation (gelb) und Phasenmessung (magenta)

zeigt zudem auch einen linearen Verlauf in der Messbereichsmittle. Damit lässt sich der Schluss ziehen, dass eine Phasenauswertung für den LVDT besser geeignet ist als eine klassische Amplitudendemodulation. Diese grundlegende Erkenntnis führte letztlich zu einem Patent [EP2014].

6.3. Ansteuerelektronik

Zum Anregen der Primärspule wurde ein programmierbarer Sinussignalgenerator auf Basis Direkter Digitaler Synthese (DDS) mit dem Schaltkreis AD5930 umgesetzt. Der DDS-Schaltkreis selbst wird mit einem Takt von einem 50 MHz Quarzoszillator betrieben. Nach einem Rekonstruktionsfilter, um die Taktfrequenz der DDS selbst zu unterdrücken, folgt eine differentielle Treiberstufe mit dem THS6012, an deren Ausgang die Primärspule des LVDT angeschlossen ist. Die Schaltungsteile zur Anregung der Primärseite des LVDTs sind in Abbildung 84 dargestellt.

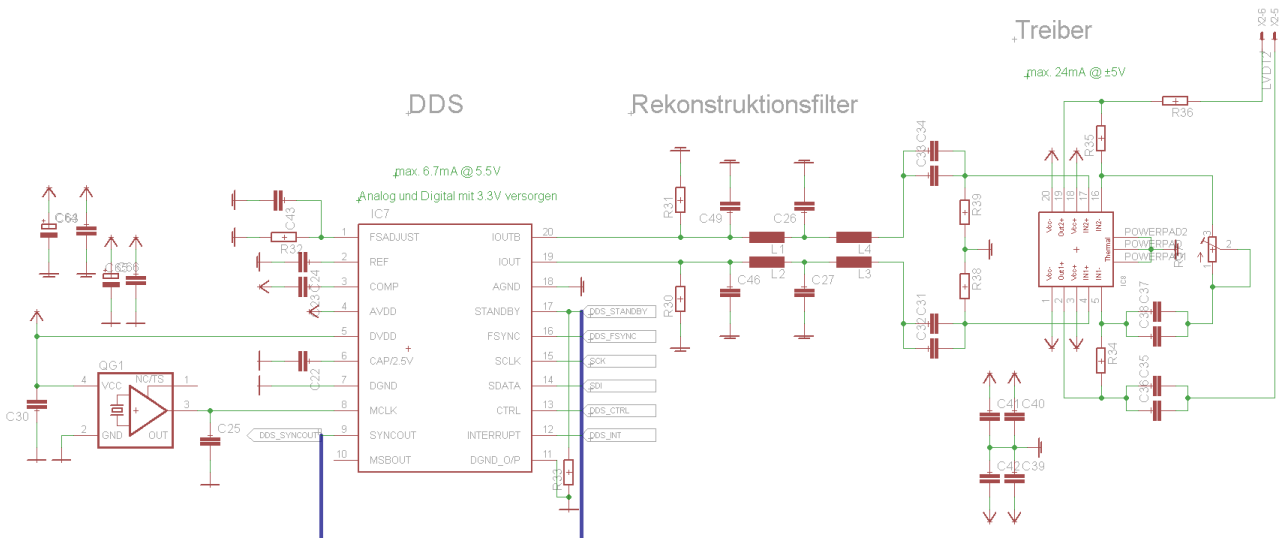


Abbildung 84: Schaltplan zur Anregung der Primärseite des LVDTs

Die Signale der beiden Sekundärspulen werden einzeln zunächst mit einem LMH6655 vorverstärkt, anschließend über einen aktiven Tiefpassfilter 4. Ordnung mit LT1568 gefiltert und gelangen von dort jeweils zu den Komparatoren LT1719. Deren Ausgänge bilden die Start- bzw. Stop-Signale für den TDC GP22. Die Beschaltung des GP22 erfolgte gemäß Datenblatt mit externem Schmitt-Trigger. Der Schaltplan zum Auslesen der Sekundärseite des LVDTs ist in Abbildung 85 dargestellt. Es sei an dieser Stelle der Hinweis gegeben, dass in einer ersten Version der Komparator LT1720, d.h. zwei Komparatoren in einem Package, verwendet worden ist, mit der Idee, dass sich dann beide gleich insbesondere über Temperatur verhalten. Allerdings wurde ein Übersprechen

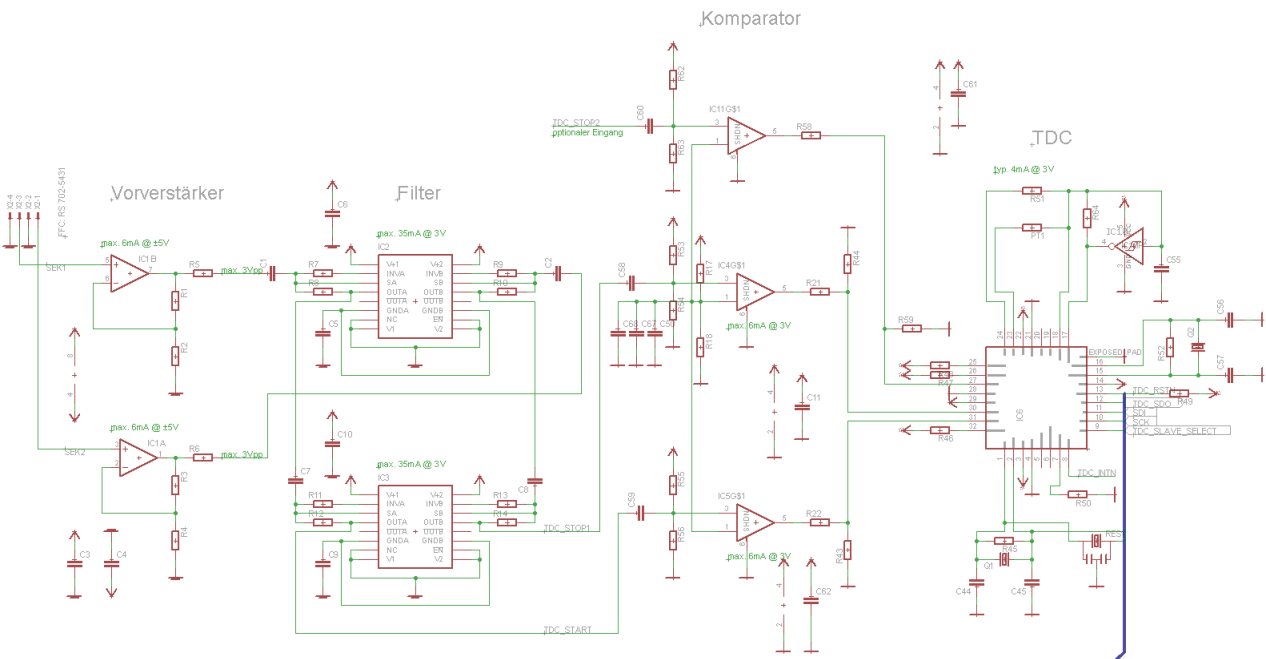


Abbildung 85: Schaltplan zum Auslesen der Sekundärseite des LVDTs

zwischen beiden Komparatoren festgestellt, was sich in fehlerhaften Stop-Signalen am TDC äußerte, sodass zu Einzelkomparatoren gewechselt werden musste, mit denen das Problem behoben werden konnte.

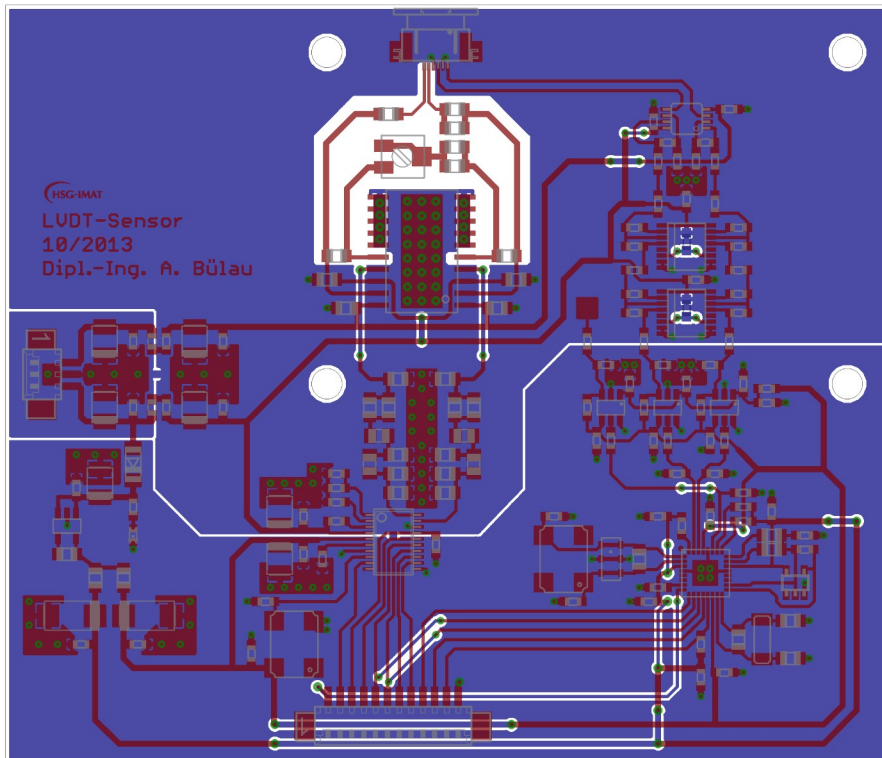


Abbildung 86: Leiterplattenlayout der LVDT-Ansteuerelektronik

In Abbildung 86 ist das Leiterplattendesign der LVDT-Ansteuerelektronik dargestellt. Links befindet sich die Spannungsversorgung, in der Mitte die DDS mit Rekonstruktionsfilter und Ausgangstreiber für die Primärspule, rechts befinden sich Vorverstärker, aktive Filterstufe, Komparator und TDC mit den zugehörigen passiven Bauelementen.



Abbildung 87: Prüfaufbau für den induktiven Positionssensor inkl. Ansteuerelektronik

Um die Funktionalität des Sensors und der Ansteuerelektronik nachweisen zu können wurde ein einfacher Prüfaufbau konzipiert und umgesetzt, der es erlaubt, ferromagnetische, gefederte Kolben mit unterschiedlichen Durchmessern mittels Mikrometerschraube über einen Bereich von mehreren Millimetern zu verfahren. Der entsprechende Prüfaufbau ist in Abbildung 87 dargestellt, wobei sich die Ansteuerelektronik rückseitig befindet.

6.4. Messergebnisse

Als Anregungsfrequenz für die Primärseite wurde eine Frequenz von 1 MHz gewählt, die durch die DDS bereitgestellt wird, und eine Kennlinie in Schritten von 200 μm durch manuelle Betätigung der Mikrometerschraube aufgenommen. Die aufgezeichneten Messwerte als Inkremente wurden anschließend in einen Phasenwinkel umgerechnet und geplottet. Wie der Abbildung 88 entnommen werden kann, deckt der Sensor einen Verfahrweg von ± 2 mm problemlos ab und ist in diesem Bereich hinreichend linear. Der nichtlineare Messbereich des Sensors beträgt sogar $>\pm 4$ mm. Für einen Kolben mit einem Durchmesser von 15,8 mm konnte dabei eine Phasenänderung von $+12^\circ \dots -11^\circ$ und für einen Kolben mit 11,8 mm Durchmesser eine Phasenänderung von $+3,2^\circ \dots -2^\circ$ für die kompletten ± 4 mm. Zudem konnten Positionsaufösungen von <5 μm erzielt werden.

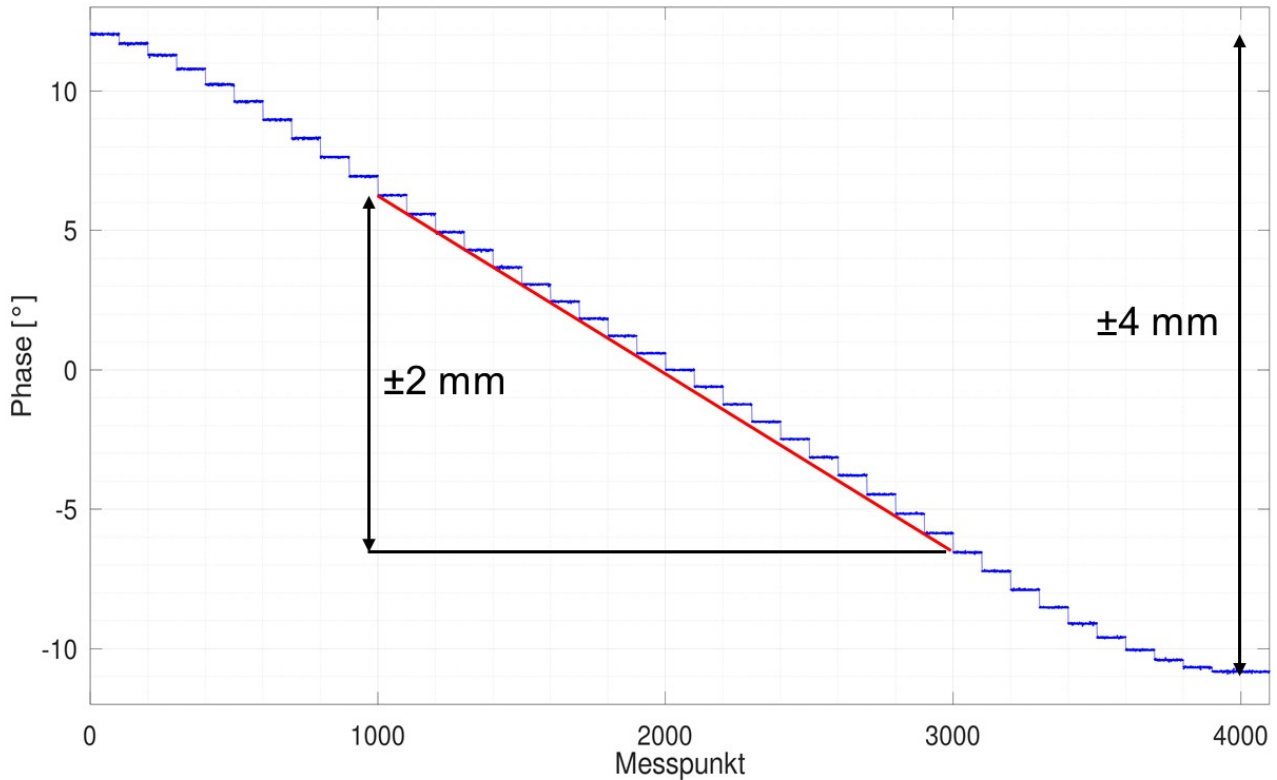


Abbildung 88: Messergebnisse vom Prüfaufbau mit 15,8 mm Kolbendurchmesser

Nachdem der grundsätzliche Funktionsnachweis für den Sensor erbracht wurde, konnte ein Pumpendemonstrator konzipiert und aufgebaut werden, wie er in Abbildung 89 gezeigt ist, bei dem der Foliensensor samt Ansteuer- und Ausleseelektronik erfolgreich integriert wurde.

Der Sensor befindet sich hierbei im Spalt eines, als Reluktanzantrieb arbeitenden, Ringkerntransformators. Der Ringkerntrafo ist segmentiert mit einer Spule bewickelt und weist eine Bohrung am nicht bewickelten Teil des Kerns auf. In dieser Bohrung befindet sich eine Einweg-Pumpkammer mit ferromagnetischem Pumpkolben samt Dichtung, einer Feder sowie einem Rückschlagventil. Wird der Ringkerntransformator bestromt, wird der ferromagnetische Pumpkolben der Pumpkammer ins Innere des Ringkerns gezogen, um den magnetischen Widerstand zu reduzieren. Gleichzeitig spannt sich die Feder vor. Wird die Bestromung abgeschaltet, drückt die Feder den Pumpkolben in seine Ausgangsposition. Das Rückschlagventil in der Pumpkammer verhindert hierbei ein Zurückfließen von Fluid ins Reservoir während des sogenannten Ladevorgangs.

Ein Schlauch-Quetschventil hinter der Pumpkammer definiert die Flussrate, während der induktive Positionssensor die Position und die Geschwindigkeit des Kolbens detektiert. Da

der Innendurchmesser der Pumpkammer bekannt ist, kann mit der aktuellen Position sowie der Geschwindigkeit die Förderrate bestimmt und mit Hilfe des Schlauch-Quetschventils geregelt werden.

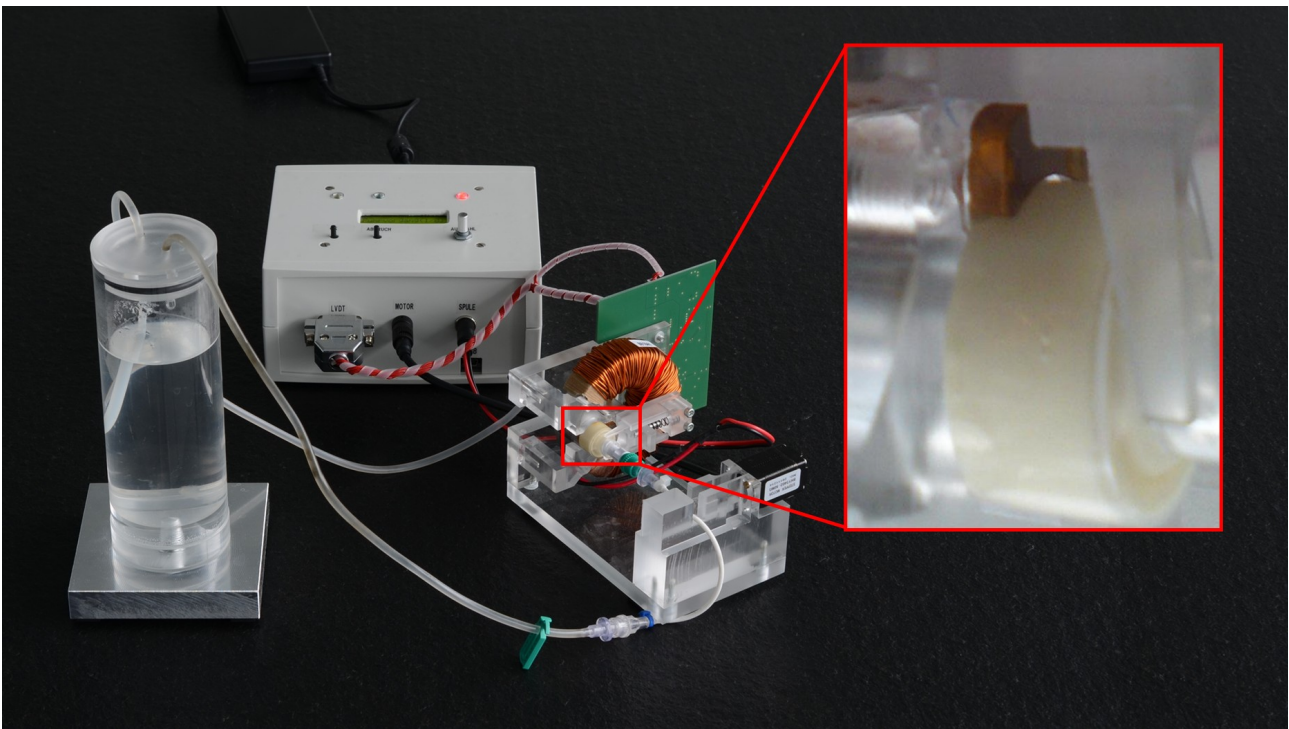


Abbildung 89: Pumpendemonstrator mit Reluktanzantrieb, integriertem FlexLVDT und Auswerteschaltung

Trotz der Tatsache, dass der induktive Positionssensor dem schaltenden Elektromagnet ausgesetzt ist, liefert die Phasenmessung zuverlässige Positionssignale vom Kolben und erlaubt ein Regeln der Pumpe. Dazu sind in Abbildung 90 beispielhaft Messwerte der Phasenmessung am LVDT in Inkrementen während der Lade- und Pumphübe dargestellt und in Abbildung 91 schließlich die umgerechnete Weginformation des Pumpkolbens sowie der sich daraus ergebende Fluss der Pumpe im geregelten Betrieb.

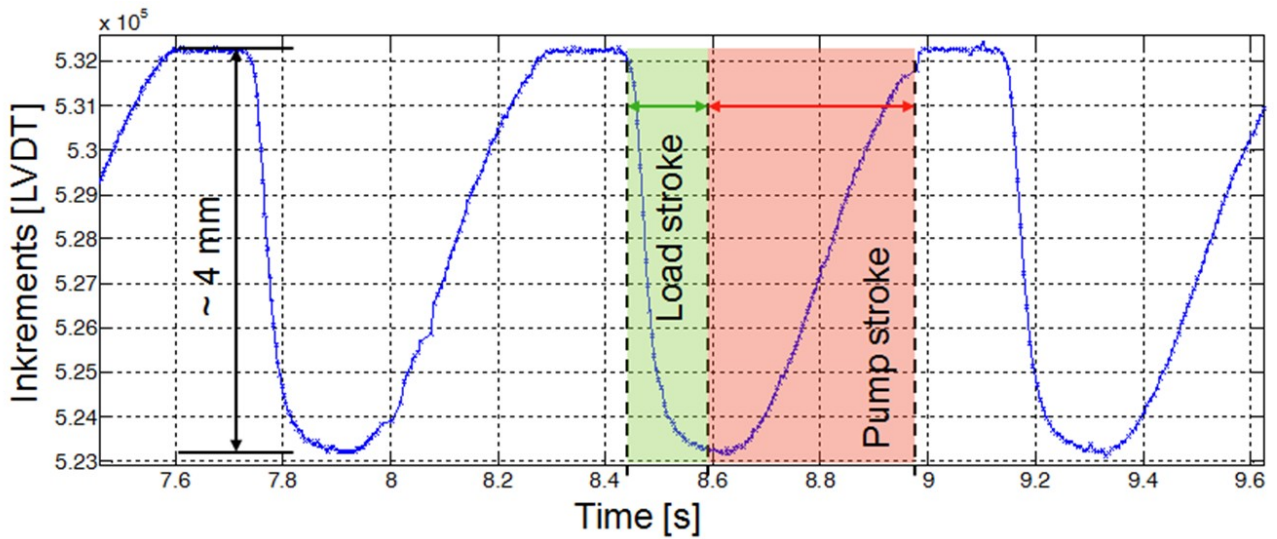


Abbildung 90: Beispielhafte Messung der Phaseninformation des LVDTs in Inkrementen während eines Lade- und eines Pumphubs

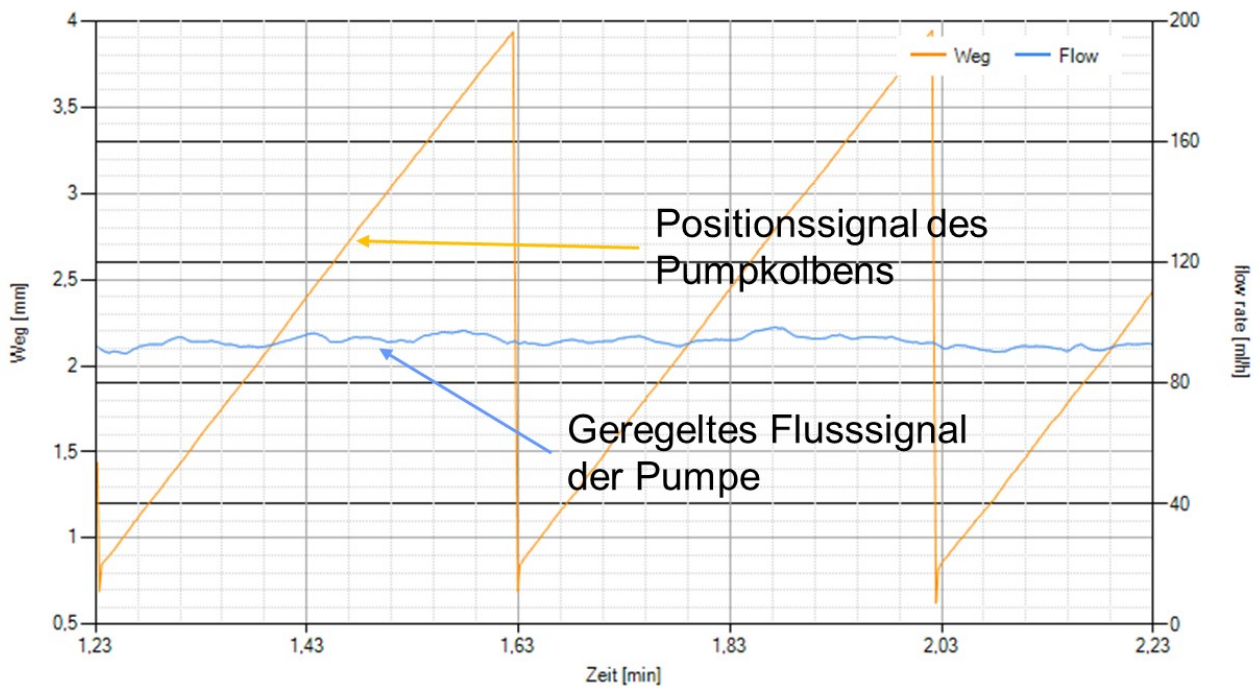


Abbildung 91: In Weg umgerechnete Position des Pumpkolbens und berechnete Flussrate der Pumpe im geregelten Betrieb

7 Diskussion

Für den in Kapitel 4.1 vorgestellten hochauflösenden, zweiachsigen, leiterplattenbasierten, kapazitiven Neigungswinkelsensor wurden, wie in Abbildung 39a bis f gezeigt, verschiedene Varianten entworfen, als Musteraufbauten umgesetzt und untersucht. Durch eine anwendungsspezifische Firmware für den PCap01 und damit einhergehend freie Pin-Wahl für die Kapazitätsports gegenüber der Standardfirmware kann die Belegung, an welchem Eingang welche Elektrode angeschlossen wird, optimal gestaltet und auf Leiterbahnkreuzungen verzichtet werden. Die Standardfirmware erwartet, im Gegensatz dazu, dass zwei differentielle Elektroden entweder an Port TC0 und TC1, TC2 und TC3, TC4 und TC5 bzw. TC6 und TC7 angeschlossen sind. Zu einem späteren Zeitpunkt der Arbeiten wurde bekannt, dass der erste aktive Kapazitätsport nach der Entladezeitmessung auf die Versorgungsspannung aufgeladen wird, während alle anderen Kapazitätsports auf Ground gehalten werden. Dies verursacht eine Asymmetrie in den Sensorsignalen. Daher wurden und werden in Nachfolgegenerationen des Sensors die Kapazitätsports TC1 bis TC4 für die Sensorelektroden verwendet. TC0 wird dann in der Konfiguration allerdings aktiviert und ist entweder nicht beschaltet und wird von der anwendungsspezifischen Firmware nicht mit ausgelesen oder ist mit einem Festkondensator oder einem vollständig unabhängigen Sensor, z.B. mit einem kapazitiven Feuchtesensor, belegt.

Die als Durchkontaktierung ausgeführte Befüllöffnung in der Mitte des Sensors sollte zwingend auf Ground gelegt werden. Ist sie floatend, d.h. nicht auf ein definiertes Potential gelegt, zeigt der Sensor eine Handempfindlichkeit.

Zudem wurde untersucht, an welcher Stelle die Elektroden idealerweise angeschlossen werden. Es stellte sich heraus, dass eine Kontaktierung der Elektroden in deren Schwerpunkt die besten Ergebnisse liefert. Kontaktiert man die Elektroden dagegen am Rand, wie es in Abbildung 39b der Fall ist, so ergeben sie für die beiden Neigungsachsen des Sensors Asymmetrien in den Kennlinien, die sich nur schwer linearisieren lassen. Die Variante in Abbildung 39f stellt daher das Optimum, unter Berücksichtigung aller Effekte, dar. Die leicht unterschiedlichen Leitungslängen wirken sich als unterschiedlicher Offset zwischen den Einzelkanälen aus.

Dieser Sensor wurde schließlich auf einem hochgenauen, zweiachsigen Neigungswinkelprüfstand, mit Laserinterferometer als Referenzsystem, charakterisiert.

Dazu wurde zunächst eine Langzeitmessung über 5 h in der Nulllage vorgenommen, um die Koeffizienten der TCsg-Kompensation für die Einzelkanäle zu bestimmen. Die entsprechenden Rohsignale dieser Messung sind in Abbildung 42 dargestellt. Deutlich zu erkennen ist, wie die Signale der einzelnen Kanäle über die Zeit zunächst wegdriften. Dieses Driften korreliert mit der Kompensationsmessung (vgl. TCsg in Abbildung 42). Nach der TCsg-Kompensation der Einzelkanäle zeigen die Residuen einen horizontalen Verlauf, wie der Abbildung 43 zu entnehmen ist, sodass anschließend die kompensierten Differenzen gebildet werden können. Die so ermittelten Koeffizienten für die TCsg-Kompensation wurden anschließend auf eine Messung eines Kennlinienfeldes im Messbereich von $\pm 2^\circ$ in zwei Raumachsen angewendet. Ausgehend von den kompensierten Differenzen dieser Messung mussten im nächsten Schritt die Übertragungsfunktionen ermittelt werden. Es konnte festgestellt werden, dass die Messwerte der beiden Achsen unkorreliert und damit unabhängig voneinander behandelt werden können. Für die Bestimmung der Übertragungsfunktion wurde zunächst ein Ansatz gewählt, der allerdings nicht zum Ziel führte. Daher wurde das Programm Eureka verwendet, um zwei voneinander unabhängige Übertragungsfunktionen für die beiden Raumachsen zu bestimmen. Die beiden Linearisierungsfunktionen sind hochgradig komplex, was dem Aufbau des Sensors geschuldet ist. Diese Komplexität resultiert daher, dass die Leiterplatte mit den Elektroden planar ist, während die aufgelötete Kuppel eine Wölbung aufweist. Der Zwischenraum ist mit einem dielektrischen Fluid befüllt, wobei eine Luftblase vom halben Kuppeldurchmesser verbleibt. Die Luftblase in der Sensorzelle nimmt allerdings nur in der Horizontalen des Sensors eine rotationssymmetrische Form ein. Wird der Sensor verkippt, wandert die Luftblase in Richtung Kuppelrand und verformt sich, aufgrund des enger werdenden Abstands. Dies führt zu den beobachteten hohen Nichtlinearitäten, die, wie in Kapitel 4.1.5 gezeigt, komplexe Linearisierungsansätze erfordern. Folglich besitzt eine ideale Sensorzelle einen konstanten Abstand zwischen Kuppel und Boden, sodass keine Verformung der Luftblase möglich ist. Dies ist mit herkömmlichen, kommerziell verfügbaren Leiterplattentechnologien jedoch nicht ohne weiteres realisierbar. Daher wurde im öffentlich geförderten Projekt ZIM-IncliSense ein Leiterplatten-AddOn-Prozess, wie in Abbildung 92 gezeigt, entwickelt, der die Oberfläche der Leiterplatte in einem Moldprozess mit einer Kugelkalotte aus einem Duomer versieht. Im Anschluss daran werden, durch 3D-Belackung mit einem flüssigen Fotoresist, anschließender 3D-Direktbelichtung und Entwicklung des Resists, zur Freistellung der Elektrodenbereiche, sowie darauf folgender physikalischer Gasphasenabscheidung (PVD)

von Metallen (Cr/Au) Elektroden auf dem Kugelabschnitt abgeschieden und gleichzeitig mit der Leiterplatte elektrisch verbunden. Dadurch entsteht eine 3D-Leiterplatte, die im Anschluss mit der Ausleselektronik, weiteren SMD-Komponenten sowie der Kuppel bestückt und mit dem Fluid befüllt wird.

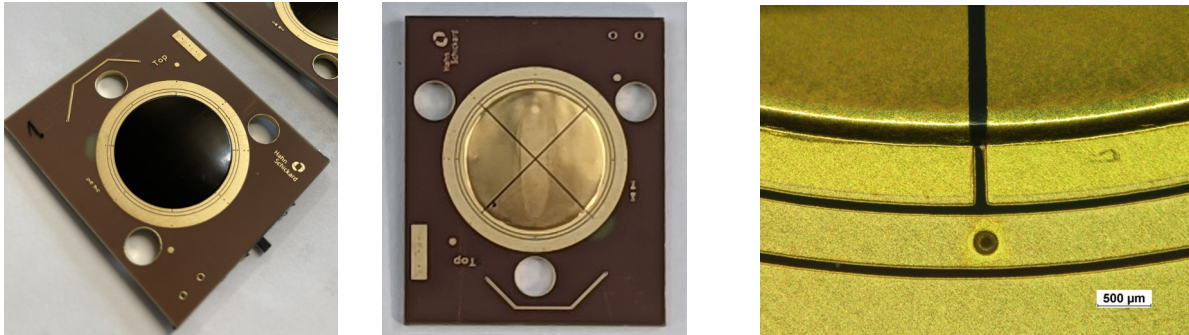


Abbildung 92: Leiterplatten-AddOn-Prozess mit gemoldeter Kugelkalotte (links), erfolgter PVD-Beschichtung (Mitte) und Detailaufnahme des Übergangs zwischen Elektroden auf der Kugelkalotte und PCB (rechts)

Erste Messergebnisse belegen, dass die Linearisierungsfunktionen einfacher sein und z.B. Polynome verwendet werden können. Allerdings ist der derzeitige Prozess des Moldens noch nicht optimal, und so weisen insbesondere die Ränder, an denen die Wölbung zur Leiterplatte hin ausläuft, Unregelmäßigkeiten auf, wie in Abbildung 92 zu erkennen ist. Hier ist noch weitere Optimierung erforderlich, um konturgetreue Kanten auszubilden, da sich diese negativ auf die Kennlinie auswirken. Zudem ist zu erwähnen, dass der Sensor mit der Wölbung einen Messbereich von $\pm 2^\circ$ aufweist. Im Vergleich dazu zeigten Neigungssensoren ohne den AddOn-Prozess einen ersten Messbereich von $\pm 2^\circ$ mit hoher Empfindlichkeit und einen zweiten Messbereich mit reduzierter Empfindlichkeit, der deutlich über $\pm 15^\circ$ lag. Im ersten Messbereich bewegt sich die Luftblase hierbei innerhalb der Kavität. Im zweiten Messbereich stößt die Luftblase am Kuppelrand an und verformt sich, was noch zu einer deutlich messbaren Signaländerung führte. Mit dem AddOn-Prozess stößt die Kuppel, bei Winkeln über $\pm 2^\circ$, zwar immer noch an den Kuppelrand an, allerdings trägt eine Verformung der Luftblase nicht länger zu einer Signaländerung bei. Für Sensoren, die einen größeren Messbereich erfordern, sind demnach die Radien der Wölbungen für Kuppel und Mold auf der Leiterplatte sowie der Durchmesser der Fluidzelle anzupassen.

Mit der in Kapitel 4.1.5 gezeigten Linearisierungsvorschrift wurden Langzeitmessungen über 200 h mit dem zweiachsigen Neigungssensor durchgeführt. Die Messung sollten Aussagen darüber liefern, ob der Sensor auch über große Zeiträume stabil ist. Vergleicht

man die in Abbildung 48 gezeigten Messergebnisse mit den TCsg-kompensierten Messdaten vor der Umrechnung (siehe Abbildung 93), erkennt man die Grenzen des aufgezeigten Ansatzes, die Linearisierungsfunktion mit Hilfe von Eureka zu bestimmen. Für die y-Achse E2 sind die Winkelwerte bereits durch Rundungsfehler limitiert, wodurch Auflösung verloren geht. Die umgerechneten Messwerte der x-Achse zeigen ebenfalls Anzeichen von Fehlern. Daher ist der zuvor aufgezeigte Ansatz, die Nichtlinearität der Sensorzelle selbst zu beseitigen, vermutlich richtig.

Zudem weisen die rein TCsg-kompensierten Messwerte der Langzeitmessung eine zeitlich verzögerte Abhängigkeit von der Temperatur auf, was sich mutmaßlich auf den Temperaturkoeffizienten der Sensorzelle selbst und deren massive Kupferkuppel zurückführen lässt. Dabei ist anzumerken, dass die Temperatur im Sensorgehäuse vom PCap01 gemessen wird und der Temperatureinfluss der Sensorzelle bisher weder charakterisiert noch kompensiert worden ist. Daher sollten in einem nächsten Schritt Messungen in der Nulllage des Sensor über Temperatur durchgeführt und Ansätze zur Temperaturkompensation des Sensors untersucht werden.

In Anbetracht der Größenordnung der beobachteten Fehler ohne Temperaturkompensation der Sensorzelle, die bei etwa $\pm 10 \mu\text{rad}$ über einen Zeitraum von 200 h liegen, kann der zweiachsige Neigungswinkelsensor dennoch als langzeitstabil angesehen werden.

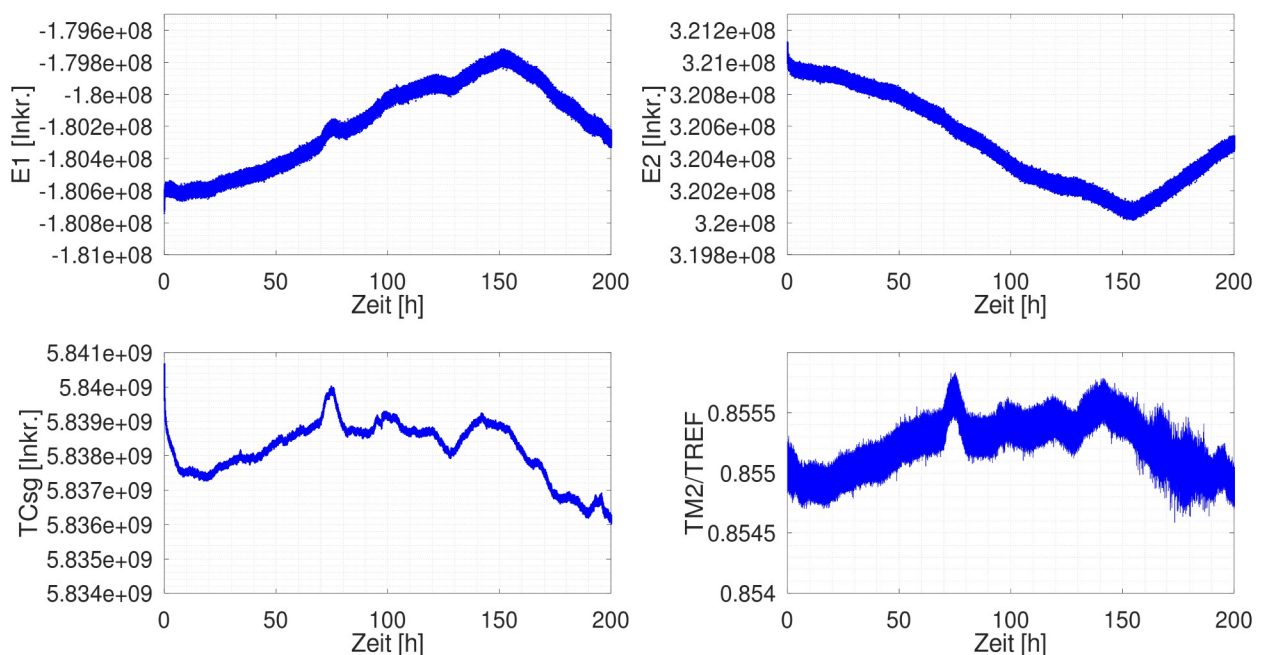


Abbildung 93: TCsg-kompensierte Messdaten der Langzeitmessung

In Kapitel 4.2 wurde am Beispiel eines kapazitiven, fluidischen, einachsigen Neigungssensors für den Messbereich $\pm 180^\circ$, der die gleiche Ausleseelektronik wie der zuvor genannte zweiachsige Neigungssensor verwendet, gezeigt, welche Auswirkungen das Elektrodendesign, technische Limitierungen der Leiterplatte und Nichtidealitäten beim Aufbau der leiterplattenbasierten Sensoren auf das Sensorsignal haben. Als technische Limitierungen sind vorhandene Isolationsgräben zwischen den Elektroden und als Nichtidealitäten eine Exzentrizität der Kuppel relativ zu den Sensorelektroden aufzuzählen. Beim Elektrodendesign hat sich das Sichel-Layout als besonders vielversprechender Ansatz herauskristallisiert. Hier konnten an einem ersten Musteraufbau und durch abschnittsweise Linearisierung mit einem Polynom 3. Ordnung zunächst gute Ergebnisse mit einer Genauigkeit von $< \pm 0,1^\circ$ und keiner erkennbaren Hysterese erzielt werden. Allerdings wies dieser Aufbau noch unterschiedliche Empfindlichkeiten für das innere und äußere Elektrodenpaar auf. Daher war eine Flächenoptimierung erforderlich, damit beide Elektrodenpaare gleiche Empfindlichkeiten aufweisen. Ursächlich hierfür sind vermutlich Randeffekte der Kuppel, die deutlich stärker auf die äußeren Elektroden wirken. Diese konnten allerdings simulationsgestützt nicht hinreichend nachgebildet werden. Daher war ein iterativer Ansatz für die Flächenoptimierung erforderlich, um auf das tatsächlich notwendige Verhältnis hin extrapolieren zu können. Diese Optimierung brachte, was die Empfindlichkeiten angeht, dann auch den gewünschten Erfolg.

Das Mercedes-Layout liefert, im Vergleich zum Sichellayout, weniger gute Ergebnisse, aber bessere als das BMW-Layout. Hierzu wurde eine abschnittsweise Linearisierung mit einem Polynom 3. Ordnung durchgeführt. Es konnten Winkelfehler von $\pm 0,2^\circ$ erreicht werden, eine Hysterese war nicht erkennbar. Die Ursache für die Winkelfehler ist unklar, könnte jedoch mit der Tatsache zusammenhängen, dass Einzelelektroden ausgelesen werden, gepaart mit einer Exzentrizität der Kuppel, wie in Abbildung 64 zu erkennen ist. Daher sollte diese Layoutvariante weiterverfolgt und die drei Elektroden in 6 Elektroden aufgesplittet werden, sodass wiederum 3 differentielle Elektrodenpaare entstehen. Vorteilhaft an dieser Variante ist, dass Randeffekte der Kuppel auf alle Elektroden gleichermaßen wirken. Allerdings bleibt ungewiss, ob sich dann ein ähnliches Ergebnis wie beim BMW-Layout einstellt.

Für das BMW-Layout konnte kein geeigneter Linearisierungsansatz gefunden werden. Es finden sich weder abschnittsweise linearisierbare Bereiche, noch kann über den Arcustangens eine sinnvolle Linearisierung vorgenommen werden. Die Abweichungen der

Kennlinien der beiden Elektrodenpaare von zwei um 90° phasenverschobenen Sinussignalen lassen sich eventuell durch das Ausbilden eines Meniskus des Fluides in der Sensorzelle erklären. Da der sich ausbildende Meniskus ein Effekt von Oberflächenspannungen und Benetzungseigenschaften des Fluides ist, könnte ggf. ein Vergrößern der Spaltbreite zwischen Leiterplatte und Kuppel, das heißt eine höhere Kuppel und damit breitere Kavität, Abhilfe schaffen. Allerdings wird das eine Verringerung der Kapazität zur Folge haben. Um dies zu kompensieren, könnten Fluide mit höherer Dielektrizitätszahl wie z.B. NOVEC 7700 ($\epsilon_r = 6,7 @ 25^\circ\text{C}$) eingesetzt werden. Als Vergleich kann aufgeführt werden, dass aktuell für den Sensor das abgekündigte Fluid Galden ZT150 ($\epsilon_r = 3,4 @ 25^\circ\text{C}$) eingesetzt wird. Die Messergebnisse sollten noch einmal als Einzelelektroden statt Elektrodenpaare, wie beim Mercedes-Layout, behandelt und analysiert werden. Gegebenenfalls lassen sich hier noch weitere Erkenntnisse extrahieren, die eine bessere Erklärung zulassen.

Die TCsg-kompensierten und aufaddierten Messwerte aller Kanäle zeigen für alle drei Sensorvarianten die Nichtidealitäten der Sensorzelle. Diese lassen sich eindeutig den Isolationsgräben zuordnen. Daher wurde ein AddOn-Prozess zum Auffüllen der Isolationsgräben entwickelt und vorgestellt, mit dem diese Nichtidealitäten nachweislich verringert werden konnten. Inzwischen sind aber Inkjet-Verfahren zum Druck von Lötstopplack bei ersten Leiterplattenherstellern verfügbar, sodass sich der hier aufgezeigte Prozess vermutlich nicht durchsetzen wird.

Obwohl die Sichel-Variante mit aufgefüllten Isolationsgräben geringere Nichtidealitäten aufweist, so ist bei ihr eine ausgeprägte Hysterese in den Kennlinien, im Vergleich zur Version ohne aufgefüllte Isolationsgräben, zu beobachten. Möglicherweise hat das Auffüllen der Isolationsgräben die Benetzungseigenschaften des Fluids in der Sensorzelle verändert. Daher ist es ratsam, nach der Ursache hierfür zu suchen. Ein möglicher Ansatzpunkt könnte auch hier die Spaltbreite zwischen Leiterplatte und Kuppel sein, in der sich das Fluid befindet. Ist der Spalt zu klein, könnten fluidmechanische Effekte zum Tragen kommen, die die Hysterese verursachen. Eine Vergrößerung des Abstands zwischen Leiterplatte und Kuppel, wie zuvor bereits skizziert, könnte den gewünschten Erfolg bringen.

Die Zentrierung der Kuppel beim Löten ist essentiell, und eine Exzentrizität der Kuppel führt bei allen drei Varianten zu Nichtlinearitäten in den Sensorkennlinien. Ihr muss durch das Design der Löttringbreite im Vergleich zur Kuppel begegnet werden. Dazu wurden in

[Joa01] bereits praktische Versuche durchgeführt, die belegen, dass eine Selbstzentrierung der Kuppel beim Löten erfolgt, wenn der Löttring auf der Leiterplatte und die Lötfläche der Kuppel gleiche Innen- und Außendurchmesser aufweisen, mindestens aber gleiche Innendurchmesser.

Grundsätzlich kann für beide Beispiele, d.h. sowohl für den zweiachsigen, als auch für den einachsigen Neigungssensor, festgestellt werden, dass die TCsg-Kompensation der Einzelkanäle zwingend erforderlich ist, um (lang-)zeitstabile Signale zu erhalten. Für Sensoren mit differentiellen Elektroden ist dieser Schritt zwingend vor der Differenzbildung auszuführen, sodass in den Messwerten nur noch der Temperaturkoeffizient des Sensorelements selbst sowie die eigentliche Sensorinformation enthalten sind.

Damit stellt sich die Frage, warum dies dem Hersteller unbekannt ist. Gesprächen mit dem Hersteller konnte entnommen werden, dass typische Anwendungen, die den PCap01 einsetzen, kapazitive MEMS-Drucksensoren mit Grundkapazitäten im Bereich 100 pF sind. Zudem müssen die Drucksensoren auch nicht hochgenau sein. Der zweiachsige Neigungssensor weist dagegen Grundkapazitäten im unteren zweistelligen Picofarad-Bereich auf. Damit reizt der Neigungssensor die Auflösungsgrenze des CDCs bereits vollständig aus, und sämtliche Effekte wirken sich störend auf das Sensorsignal aus.

Zudem kann den Untersuchungen aus Kapitel 3.5 entnommen werden, dass hochgenaue, kapazitive Sensoren, die den PCap01 als CDC einsetzen, idealerweise einen 16 MHz Quarz, statt einen Keramikresonator verwenden. Diese Erkenntnis wurde für die Nachfolgegeneration des zweiachsigen Neigungswinkelsensors aus Kapitel 4.1 inzwischen und beim einachsigen Neigungssensor aus Kapitel 4.2 von Anfang an berücksichtigt.

Die Ergebnisse aus Kapitel 5 belegen die grundsätzliche Funktion eines resistiven, thermischen Strömungssensors in Leiterplattentechnik mit PCap01. Allerdings sind deutlich umfangreichere Charakterisierungen erforderlich, um das Potential des Sensors besser einschätzen zu können. Die Messergebnisse sind jedoch vielversprechend und ihnen lässt sich entnehmen, dass eine Starrflex-Lösung für die Realisierung des Sensors zu bevorzugen ist, um die thermische Masse am Sensorelement weitestgehend zu reduzieren. Zudem können weitere kapazitive Sensorelemente, wie z.B. ein kapazitiver Feuchtesensor oder ein kapazitiver Drucksensor, integriert werden, da die Kapazitätsparts des Sensors derzeit komplett ungenutzt sind, sodass der Sensor z.B. für die

Prozessautomation interessant werden kann. Eine solche Multisensordlösung mit PCap01 für verschiedene Messgrößen wurde bspw. in [Fri01] und im Projekt innBW – BW CPS gezeigt. Als Drucksensor kam ein MEMS-basierter, kapazitiver Absolutdrucksensor vom Typ SCB10H-B012FB mit einem Druckbereich von 1,2 bar und als Feuchtesensor ein P14 FemtoCap-G SMD der Firma IST AG zum Einsatz.

Wollte man einen vollständig leiterplattenbasierten thermischen Strömungssensor samt ortsnaher Ansteuer- und Ausleseelektronik realisieren, so kann man sich der Mittel der Dünnschichttechnik bedienen, um den Heizer und die Temperatursensoren auf die Leiterplattenoberfläche aufzubringen, wie es in Abbildung 94 dargestellt ist. Dazu wird zunächst eine Starrflexleiterplatte mit den entsprechenden Prozessen hergestellt. Anschließend wird auf dem Sensorteil (links im Bild) ein Fotolack aufgebracht, mittels Direktbelichtung strukturiert und entwickelt, um im ersten Schritt die Maske für die Temperatursensoren zu realisieren. Bei einer anschließenden physikalischen Gasphasenabscheidung wird eine 120 nm dicke Schicht Nickel (Ni) oder Platin (Pt) abgeschieden. Danach werden die Maske und überschüssiges Material mit einem LiftOff-Prozess wieder entfernt und die Temperatursensoren bleiben zurück. Danach erfolgt ein erneutes Aufbringen von Fotolack samt Direktbelichtung und Entwicklung, um eine Maske für den Heizer zu realisieren. Im anschließenden PVD-Schritt wird Nickelchrom (Ni80Cr20) abgeschieden. Zuletzt werden überschüssiges Material und die Maske mittels eines LiftOff-Prozesses wieder entfernt. Das so entstandene Sensorelement ist demnach ein vollständig leiterplattenbasierter Sensor mit AddOn-Prozess.

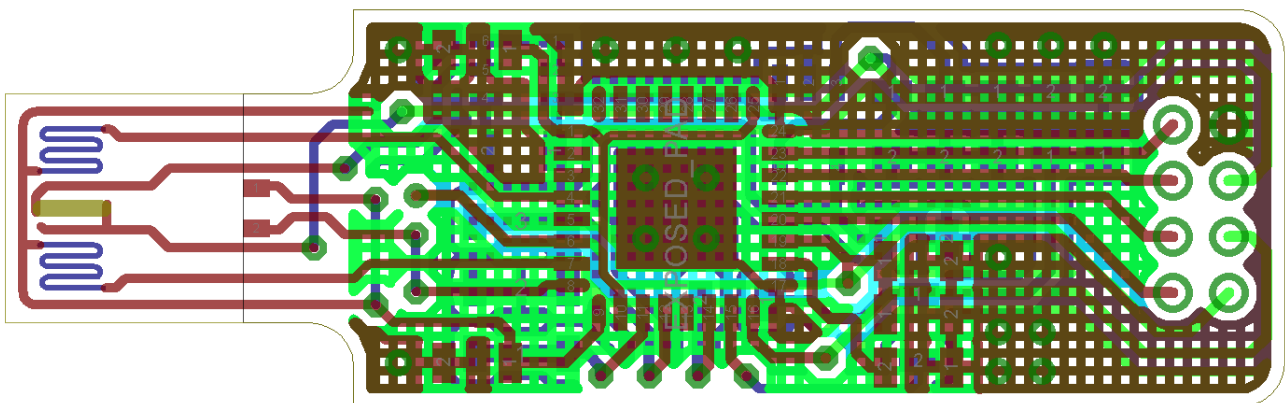


Abbildung 94: Layoutentwurf eines vollständig leiterplattenbasierten, thermischen Strömungssensors als Starrflex-Lösung mit ortsnaher Ansteuer- und Ausleseelektronik

Zum Zeitpunkt der Einreichung dieser Arbeit wird zudem untersucht, ob sich mit der Ensinger Microsystems Technologie (EMST) kostengünstige Strömungssensorelemente herstellen lassen. Hierfür werden Mikrokanäle in einen PEEK-Wafer mittels Spritzguss eingebracht, in denen im Anschluss zunächst Leiterbahnen aus Kupfer/Nickel/Gold mittels MID-LDS-Technologie abgeschieden werden. Danach wird, mittels Sputtern von Nickelchrom für den Heizer und Nickel für die Temperatursensoren, das Sensorelement ausgeformt. Das Sensorelement kann dann mittels Castellated Vias stumpf an eine Leiterplatte mit der Ansteuer- und Ausleseelektronik verbunden werden.

Der in Kapitel 6 vorgestellte induktive, leiterplattenbasierte Positionssensor ist als zweilagiger Flexleiter mit einer Primärspule und zwei Sekundärspulen ausgeführt und stellt eine leiterplattenbasierte Ausführungsform eines linear variablen, differentiellen Transformators dar. In den Voruntersuchungen am Sensorelement konnte gezeigt werden, dass der Sensor auch in Umgebungen arbeitet, in denen starke Magnetfelder vorhanden sind, wenn man von der üblicherweise verwendeten Amplitudendemodulation auf eine Phasenmessung ausweicht. Diese grundsätzliche Erkenntnis führte zum Patent [EP2014], und es wurde eine Ansteuer- und Ausleseelektronik entwickelt, die einerseits ein Sinussignal für die Primärseite mittel DDS bereitstellt, sekundärseitig die empfangenen Signale aufbereitet und einem TDC zuführt. Die Charakterisierung des Sensorelements mit der Elektronik erfolgte zunächst an einem einfachen Prüfstand und es konnten ein linearer Messbereich von ± 2 mm und ein nichtlinearer Messbereich von $>\pm 4$ mm nachgewiesen werden. Damit ist der Messbereich zwar vergleichsweise klein, für den Einsatz in der Pumpe allerdings mehr als ausreichend. Der Sensor wurde anschließend zur Positionsdetektion eines Pumpkolbens in eine geregelte Pumpe mit, als Reluktanzantrieb arbeitendem, Ringkerntransformator, integriert und erfolgreich in Betrieb genommen.

Da sich für die geregelte Pumpe bisher kein Partner zur Kommerzialisierung gefunden hat, wird aktuell untersucht, ob sich der induktive Positionssensor für andere Anwendungen einsetzen lässt. So wird mit dem derzeit laufenden ZIM-Projekt OpenSensor eine Anwendung des Sensors in Hydraulikzylindern untersucht, um die Kolbenposition einer Kolbenstange zu erfassen. Die gewünschten Genauigkeiten liegen bei nur 100 μm . Der Messbereich des Positionssensors muss hierfür deutlich erhöht werden. Dies kann bspw. dadurch erreicht werden, dass die Primärspule, wie in Abbildung 95 für einen 200 mm langen Print-LVDT – einen als starre Leiterplatte hergestellten LVDT - dargestellt, auf einer

Lage der Leiterplatte angeordnet ist, während sich zwei dreieckförmige, ineinandergreifende Sekundärspulen auf einer zweiten Lage befinden. Diese und ähnliche Anordnungen lassen sich auch als Flexleiter realisieren, sodass ein Anschmiegen des Sensorelementes an die Zylinderinnenwand gewährleistet werden kann.

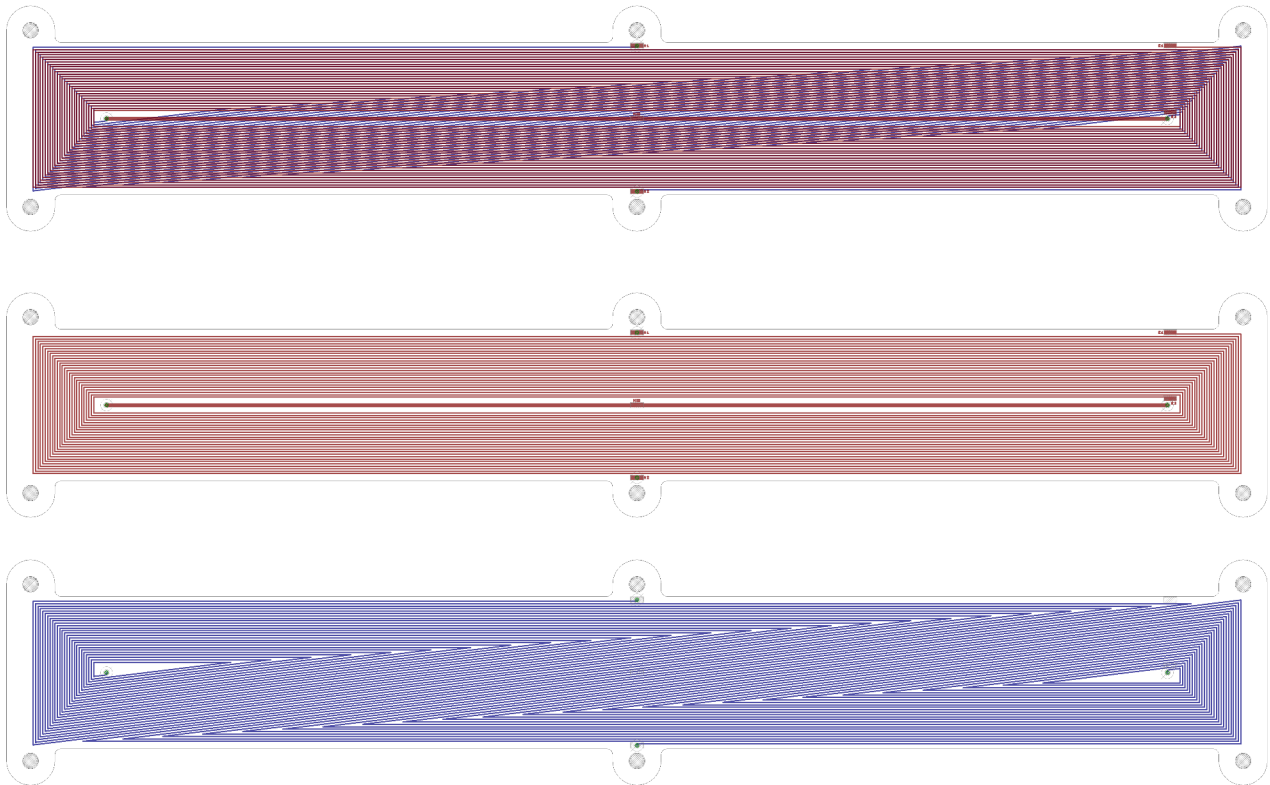


Abbildung 95: Layoutentwurf eines 200 mm langen LVDTs

Mehrere solcher Sensorelemente lassen sich ggf. auch hintereinander, überlappend anordnen und einzeln auslesen, um den Messbereich deutlich zu erhöhen, um auch lange Hydraulikzylinder mit einem solchen Messsystem auszustatten. Durch die deutlich erhöhte Länge der einzelnen Sensorelemente erhöht sich auch die Induktivität, sodass die Anregefrequenz reduziert werden kann. Interessant wird dann sein, wie sehr sich die Phasenänderung beim Verschieben eines Kolbens verändert, da bei geringerer Anregefrequenz der Primärseite von einer gestiegenen Phasenaufösung auszugehen ist, da die zeitliche Auflösung der TDCs mit $\sim 22\text{ps}$ gleichbleibt.

Weiterhin werden sich neue Fragestellungen ergeben, z.B. wie sich der Flexleiter des LVDTs in Hydrauliköl über lange Einsatzdauern verhalten wird, da in den Ölen zumeist Additive enthalten sind, die dem Flexleiter schaden können. Auch Themen wie die Abriebfestigkeit des Flexleiters werden adressiert werden müssen. Zudem wird die in

Kapitel 6.3 gezeigte aufwendige Ansteuer- und Ausleseelektronik drastisch vereinfacht und miniaturisiert werden müssen, um im Zylinder integriert oder am Außenbereich des Zylinders montiert werden zu können. In diesem Zusammenhang muss dann auch die Temperaturstabilität des gesamten Sensors untersucht werden.

8 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde untersucht, wie Sensorelemente mit Hilfe von Leiterplattentechnologie realisiert werden können. Zusammen mit Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik, die auf Time-to-Digital-Konvertern beruhen, entstehen so kostengünstige, hochperformante Sensoren, die auf unterschiedlichen physikalischen Wirkprinzipien beruhen.

Anhand von zwei Beispielen wurde gezeigt, dass kapazitive Neigungssensoren für kleine und große Winkelbereiche mittels Leiterplattentechnologie und CDCs umsetzbar sind. Den Kern des hier eingesetzten CDCs bilden Time-to-Digital-Konverter. Es wurde untersucht, welche Einflussfaktoren die Messung beeinflussen. Hierzu erfolgten Untersuchungen zur TCsg-Kompensation, zum Einfluss der Taktquelle für den Betrieb der CDCs im Messbereich 2 sowie Untersuchungen zur Leiterbahnführung und zum Kontaktierungspunkt der Elektroden. Auf diese Weise konnte ermittelt werden, dass eine individuelle TCsg-Kompensation der einzelnen Kapazitätskanäle erforderlich ist, bevor die Differenz zwischen korrespondierenden Elektroden gebildet wird. Zusammen mit einem externen 16 MHz Quarz einer speziellen Ausführungsform konnten langzeitstabile und rauscharme einachsige und zweiachsige Neigungssensoren in Leiterplattentechnik realisiert werden. Entscheidend für deren Linearität ist dabei die Stelle, an der deren Elektroden kontaktiert sind, da auch entlang der Elektroden ein Potentialgefälle entsteht. Für beide Neigungssensoren liegt diese Stelle in der Mitte der jeweiligen Elektrode.

Am zweiachsigen Neigungssensor wurde die Leiterbahnführung zwischen Elektrode und CDC ausführlich untersucht und zudem gezeigt, dass der derzeitige Aufbau, aus planarer Leiterplatte und gewölbter Kuppel, eine komplexe Linearisierungsvorschrift erfordert.

Für den einachsigen Neigungssensor, der bereits zuvor mit einer anderen Ausleseelektronik realisiert worden ist und sich in der Serienfertigung befindet, wurden zudem verschiedene Elektrodendesigns untersucht. Hierbei hat sich auch weiterhin die Sichelform als bestes Design herausgestellt, allerdings sind die Entwicklungen an diesem Design noch nicht abgeschlossen. Durch die hohe Auflösung des CDCs konnten Grenzen der Leiterplattentechnologie aufgezeigt werden. So führen die Isolationsgräben zwischen den Elektroden zu Nichtlinearitäten in den Kennlinien. Um diese zu beseitigen, wurden Möglichkeiten wie Leiterplatten-AddOn-Prozesse zum Auffüllen der Isolationsgräben zwischen Elektroden auf der Leiterplatte untersucht. Es wurden verschiedene Prozesse

erarbeitet und miteinander verglichen. In einem durch das BMBF geförderten und bereits bewilligten Forschungsprojekt namens KMU-innovativ NeukaM soll der Sensor so weit weiterentwickelt werden, dass er in die Serie überführt werden kann

Am Beispiel eines resistiven, thermischen Strömungssensors wurde gezeigt, wie mit den CDCs und den Möglichkeiten, die ein solcher Schaltkreis mitbringt, auch leiterplattenbasierte resistive Sensoren realisierbar sind. Zwar dient die Leiterplatte in diesem Beispiel aktuell noch als Substrat und nicht als Sensorelement, kann aber mit dem aufgezeigten AddOn-Prozess künftig in einen rein leiterplattenbasierten Sensor überführt werden. Projektanträge für diese Arbeiten befinden sich derzeit noch im Ideenstadium.

Am Beispiel eines leiterplattenbasierten LVDTs wurde untersucht, wie sich kostengünstige, induktive Sensorelemente realisieren lassen. Hierzu wurde ein Sensorelement samt Ansteuer- und Ausleseelektronik entworfen, einzeln erprobt und erfolgreich in einer geregelten Pumpe in Betrieb genommen.

Stand heute kann nichts so gut wie die Zeit gemessen werden. Dafür stehen unter anderem Time-to-Digital-Konverter als SingleChip mit Auflösungen bis in den ps-Bereich zur Verfügung. Folglich macht es Sinn, physikalische Messgrößen mit Hilfe von Sensorelementen in eine elektrische Messgröße zu überführen, die mit einer Zeitmessung erfasst werden kann. Für kapazitive Sensoren sind hierfür SingleChip-Lösungen wie der PCap01 verfügbar, die einen TDC besitzen, der zusätzlich mit einer CMU ausgestattet ist, mit deren Hilfe letztlich RC-Glieder realisiert werden, deren Entladezeit hoch zeitaufgelöst gemessen werden können. Die Vorteile liegen dabei klar auf der Hand, hierfür werden sehr geringe Energien benötigt. Der PCap01 verfügt zudem auch über eine RMU, sodass auch resistive Sensoren im begrenzten Rahmen damit realisiert werden können.

Die Sensorelemente in den genannten Beispielen sind dabei allesamt mit den Mitteln der Leiterplattentechnik hergestellt worden, die Ausleseelektronik befindet sich in unmittelbarer Nähe zu oder direkt neben ihnen auf dem gleichen Substrat und zusammen bilden sie Sensoren. Die Leiterplattentechnik hat den Vorteil, dass sie weit verbreitet ist und Sensorelemente mit sehr geringen Initialkosten innerhalb kürzester Zeit herstellbar sind. In Fällen, in denen die Leiterplattentechnik an ihre Grenzen stößt, können sogenannte Leiterplatten-AddOn-Prozesse genutzt werden, um diese Grenzen zu überwinden. Drei verschiedene AddOn-Prozesse wurden im Rahmen dieser Arbeit aufgezeigt, zwei davon bereits umgesetzt.

Im ersten Fall ist für eine Verbesserung der Linearität eine topologische Oberfläche auf der Leiterplatte notwendig. Dies kann durch einen Mold-Prozess, um eine Kugelkalotte auf der Leiterplattenoberfläche zu realisieren, mit anschließender Belackung mit Fotoresist, Direktbelichtung, Entwicklung des Lackes, physikalischer Gasphasenabscheidung und einem LiftOff-Schritt erreicht werden, um Elektroden abzuscheiden. Das dazu laufende Projekt befindet sich kurz vor dem Abschluss, jedoch soll der Sensor auch künftig weiterentwickelt und größere Messbereiche realisiert werden. Dafür befinden sich entsprechende Projekt bereits in der Antragsphase.

Im zweiten Fall war es notwendig, die Isolationsgräben zwischen Elektroden für einen fluidischen, kapazitiven Neigungssensoren aufzufüllen, um Störstellen zu vermeiden. Hier wurden mehrere Ansätze untersucht, diese mit Lötstopplack aufzufüllen, was auch erfolgreich realisiert werden konnte. Allerdings sind mit dem Einzug der digitalen Druckverfahren inzwischen erste Technologien vorhanden, um Lötstopplack auch direkt beim Leiterplattenhersteller zwischen den Elektroden aufzubringen, was mit den klassischen Strukturbreiten für Lötstopplack von 200 µm bisher nicht möglich war, sodass sich die Prozesskette zukünftig verkürzen wird.

Im dritten Fall konnte, nach erfolgreicher Demonstration des Funktionsprinzips auf einer Starrflex-Leiterplatte, der Weg aufgezeigt werden, wie künftig mittels Belackung, Direktbelichtung, PVD und LiftOff ein vollständig leiterplattenbasierter thermischer Strömungssensor realisiert werden kann.

Es kann daher konstatiert werden, dass hochauflösende und hochperformante, leiterplattenbasierte Sensoren mit Ausleseelektroniken auf Basis von Zeitmesstechnik machbar sind. Hierfür existiert, z.B. mit dem PCap01, ein am Markt kommerziell verfügbarer Schaltkreis zum Messen von Kapazitäten und Widerständen. Die Sensoren werden ausgelesen, indem ein RC-Glied gebildet wird, dessen Entladezeit, mit Picosekundenauflösung, gemessen wird. Mit dem TDC GP22 wurde, am Beispiel des LVDTs, gezeigt, dass sich auch induktive Sensoren in Leiterplattentechnik realisieren lassen, bei denen die Phase von Sinussignalen mit Picosekundenauflösung gemessen wird. Im aktuell laufenden ZIM-Projekt OpenSensor wird das Anwendungsgebiet der Hydraulikzylinder für den Positionssensor erschlossen.

Unter Berücksichtigung aller zuvor genannten Punkte kann die Arbeitshypothese daher als belegt betrachtet werden.

9 Literatur

- 2Em01 2E mechatronic Produktseite, [Online] verfügbar unter: <https://www.2e-mechatronic.de/hybrid/hochpraeziser-neigungssensor/>
- ACA01 Datenblatt PCap01, acam mess-electronic GmbH
- ACA02 Datenblatt PCap02, acam mess-electronic GmbH
- ACA03 Datenblatt PCap04, acam mess-electronic GmbH
- ACA04 Das TDC-Kochbuch, acam mess-electronic GmbH
- ACA05 Anwendungstag: Zeitmessung für physikalische Größen, N. Breyer, 05/2015
- ACA06 Datenblatt TDC-GP1, acam mess-electronic GmbH
- AD01 Datenblatt AD7746, Analog Devices
- AD02 Datenblatt AD7747, Analog Devices
- Ale10 E. Aleman, AN1171 „How To Use The Capacitive Sensing Module (CSM)“, Microchip, 2010
- Ala10 A.H.M. Zahirul Alam, N. Arfah, S. Khan, Md. Rafiqul Islam, „Design of Capacitance to Voltage Converter for Capacitive Sensor Transducer“, American Journal of Applied Sciences, 2010, S. 1353 - 1357
- Bij18 A. A. Bijargah, A. Heidary, P. Torkzadeh, St. Nihtianov³, „Design trade-offs of a capacitance-to-voltage converter with a zoom-in technique for grounded capacitive sensors“, International Journal of Circuit Theory and Applications, 2018, S. 1 - 17
- BMBF10 „Intelligente Energieautarke Kupplungen für fluidische Systeme in Fahrzeugen (IEKU)“, Laufzeit: 01.07.2007 – 30.06.2010, Verbundnummer V3EAAS010, Abschlussbericht
- Bo09 B. Bohn, AN1250 „Microchip CTMU for Capacitive Touch Applications“, Microchip 2009, S. 1 - 22
- Bue13 A. Bülau, A. Schwenk, K.-P. Fritz, H. Kück, „Capacitive sensors from low cost to high resolution on printed circuit boards,” in Proc. Sensor 2013, Nürnberg, Deutschland, 2013, S. 58 - 61

- Bue14 A. Bülau, Artikel „Kapazitive Sensoren auf PCB – hohe Auflösung zu geringen Kosten“, [Online] verfügbar unter:
<https://www.elektronikpraxis.de/kapazitive-sensoren-auf-pcb-hohe-aufloesung-zu-geringen-kosten-a-440181/>, Elektronikpraxis, 2014
- BWS18 Baden-Württemberg Stiftung, Forschungsprojekt „Nicht-disruptives Kit für die Evaluation von Industrie 4.0, Laufzeit 01.02.2016 bis 31.05.2018,
 Durchführende Forschungsstellen: FZI Forschungszentrum Informatik am Karlsruher Institut für Technologie, Hahn-Schickard Villingen-Schwenningen, Hahn-Schickard Stuttgart, Hochschule Offenburg
- CIC10 Cambridge Integrated Circuits, Herstellerseite <https://www.cambridgeic.com/>
- Cui01 CUI Devices, Herstellerseite <https://www.cuidevices.com/amt-modular-encoders>
- Dav10 B. Davison, AN1334 „Techniques for Robust Touch Sensing Design“, Microchip 2010, S. 1 - 30
- Dav12 B. Davison, AN1478 „mTouch™ Sensing Solution Acquisition Methods Capacitive Voltage Divider“, Microchip 2012, S. 1 - 28
- DE1020^a DE102013019168, Sensor zum Anzeigen einer Position oder einer Positionsänderung eines Kopplungselementes und Verfahren zum Betrieb des Sensors, Veröffentlichungsdatum 12.11.2015
- DE1021 DE102013222129, Kapazitives Sensorelement mit integrierter Mess- und Referenzkapazität, A. Schwenck, K.-P. Fritz, A. Bülau, I. Klamt, Veröffentlichungsdatum 09.10.2014
- DE2010^b DE102011107186, Aufnahmeteile einer Kupplung für eine Fluidleitung, Ch. Fräulin, A. Bülau, Veröffentlichungsdatum 13.12.2012
- DE2010^c DE102008014255, Kupplung für eine Fluidleitung, H. Kück, A. Bülau, V. Mayer, M. Schober, M. Kurth, Veröffentlichungsdatum 15.01.2009
- EP2014 EP2833100, Sensor zum Anzeigen einer Position oder einer Positionsänderung eines Kopplungselementes und Verfahren zum Betrieb des Sensors, A. Bülau, K.-P. Fritz, F. Wolter, Veröffentlichungsdatum 02.08.2017

- Fin06 K. Finkenzeller, „RFID Handbuch“, 4. Auflage, Hanser 2006, S. 186, 192 - 193
- Fir01 First Sensor AG, Datenblatt [Online] verfügbar unter:
https://download.datasheets.com/pdfs/2015/10/12/6/2/59/125/firsts_/manual/ds_standard-clc_e_11663.pdf, (abgerufen am 16. Nov. 2023)
- Fri01 K.-P. Fritz, „Digitale Produktion zum Anfassen - Ergebnisse der Studie Point4Micro“, 2016, S. 16 – 17
- Goe01 W. Göpel, J. Hesse, J.N. Zemel, „Sensors – A Comprehensive Survey“, Volume 7, VCH, 1994, S.116 - 122
- Hel20 Hella, [Online] verfügbar unter:
<https://www.kfztech.de/kfztechnik/elo/sensoren/drosselklappenpoti.htm>,
(abgerufen am 16. Nov. 2023)
- Hen10 St. Henzler, „Time-to-Digital Converters“, Springer, 2010, S. 13 – 15, 19 - 27
- Hor15 P. Horowitz, W. Hill, „The Art of Electronics“ 3th Edition, Cambridge University Press, 2015, S. 425 - 472
- HSG09 Jahresbericht 2009 des HSG-IMAT, ISSN 1861-7220, Stuttgart 2009
- HSG12 Jahresbericht 2012 des HSG-IMAT, ISSN 1861-7220, Stuttgart 2012
- HSG13 Jahresbericht 2013 des HSG-IMAT, ISSN 1861-7220, Stuttgart 2013
- IEC08 IEC 61298-2, International Standard, Process measurement and control devices – General methods and procedures for evaluating performance, Part 2: Tests under reference conditions, Edition 2.0, 2008
- IGF08 IGF-Forschungsprojekt „Untersuchungen zu kapazitiven Low Cost Neigungssensoren aus metallbeschichtetem Kunststoff“, Laufzeit 01.04.2006 bis 30.06.2008, Fördernummer 14742N, Abschlussbericht, Durchführende Forschungsstelle Hahn-Schickard, Stuttgart
- IGF12 IGF-Forschungsprojekt „Untersuchungen zu geregelten Dosierpumpen mit Durchfluss-Sensorik und Einweg-Pumpelement für kontaminationsfreie und energiesparende Handhabung flüssiger Medien (Geregelte Dosierpumpe)“, Laufzeit 01.08.2010 bis 31.07.2012, Fördernummer 16653 N,

Abschlussbericht, HSG-IMAT und Institut für Technische Optik der Universität Stuttgart

- IGF16 IGF-Forschungsprojekt „Medienbeständiger Low-Cost Drucksensor auf gedruckten Leiterplatten (PCB) – MECOD“, Laufzeit 01.09.2014 bis 31.08.2016, Fördernummer 18321N, Abschlussbericht, Durchführende Forschungsstelle: Hahn-Schickard, Stuttgart
- IGF20 IGF-Forschungsprojekt „Skalierbarer low-cost Drucksensor mit galvanisch hergestellter Sensormembran und hoch druckfester Fügetechnik (SkalaD)“, Laufzeit 01.01.2018 bis 31.12.2020, Fördernummer 19905 N, Abschlussbericht, Durchführende Forschungsstellen: Hahn-Schickard, Stuttgart, Hahn-Schickard, Villingen-Schwenningen und Forschungsinstitut Edelmetalle + Metallchemie
- Joa01 Studienarbeit, Laura Joas, „Untersuchung der Selbstzentrierung von Sensorelementen auf Leiterplatte während des Lötprozesses“, Universität Stuttgart 2022
- Lei230 Datenblatt Präzisions-Neigungssensor NIVEL230 für Leica Laser Tracker
- Lic06 S. Lichun, M. Palaniapan, T. W. Wan, „A continuous-time capacitance to voltage converter for microcapacitive pressure sensors“, Journal of Physics, 2006, S. 1014 - 1019
- Loe99 J. C. Lötters, W. Olthuis, P. H. Veltink, P. Bergveld, „A Sensitive Differential Capacitance to Voltage Converter for Sensor Applications“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1999, S. 89 - 96
- LT01 Datenblatt LTC2414, Linear Technology
- LT02 Datenblatt LTC2400, Linear Technology
- LT03 Datenblatt LTC2440, Linear Technology
- Mma09 Vorhaben, „Fertigungstechnologie für mikrotechnische kapazitiv ausgelesene Neigungswinkelsensoren (FEMIKANES)“, Durchführende Forschungsstelle: Hahn-Schickard, Stuttgart, MicroMountains Applications AG, Villingen-Schwenningen, 2E-mechatronic (Wernau)
- Mok21 <https://www.mokotechnology.com/de/fr4-thermal-conductivity/>

- Mue07 H. Mueller, „FEM-Simulationen und Zuverlässigkeit von Advanced Packages; HiTAP Teilprojekt 3“, LWF, Uni Paderborn; IFM, TU Berlin, Berlin, 2007
- Net01 Netzer Precision Position Sensors A.C.S. Ltd.,[Online] verfügbar unter: <https://netzerprecision.com/products/#> (abgerufen am 16. Nov. 2023)
- Per07 T. Perme, AN1101, „Introduction to Capacitive Sensing“, Microchip, 2007, S. 1 - 9
- Per13 L. Perktold, J. Christiansen, „A multichannel time-to-digital converter ASIC with better than 3 ps RMS time resolution“, TWEPP2013, [Online] verfügbar unter: <https://slideplayer.com/slide/8157428/>
- Per14 L. Perktold, J. Christiansen, „A multichannel time-to-digital converter ASIC with better than 3 ps RMS time resolution“, Journal of Instrumentation, 2014, S. 1 - 9
- PTB19 Neue Definitionen im Internationalen Einheitensystem (SI) der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB), [Online] verfügbar unter: www.ptb.de/cms/fileadmin/internet/forschung_entwicklung/countdown_new_si/Lesezeichen_zum_neuen_SI.pdf
- Ram01 Ramser Elektronik, [Online] verfügbar unter: <https://www.ramser-elektro.at/shop/bausaetze-und-platinen/giesomat-kapazitiver-bodenfeuchtesensor-erdfeuchtesensor-mit-beschichtung/> (abgerufen am 16. Nov. 2023)
- Rei01 Studienarbeit, Thomas Reichenbach, „Charakterisierung von Taktquellen für CDCs auf Basis von TDCs“, Universität Stuttgart 2012
- Ril19 W. J. Riley, „A History of the Rubidium Frequency Standard“, IEEE UFFC-S History, <https://www.wiley.com/A%20History%20of%20the%20Rubidium%20Frequency%20Standard.pdf>, 2019, S. 1 - 35
- Roy17 G. Royo, C. Sánchez-Azqueta, C. Gimeno, C. Aldea, S. Celma, „Programmable Differential Capacitance-to-Voltage Converter for MEMS Accelerometers“, Konferenz SPIE Microtechnologies, 2017, S. 1 - 8

- Sch11 A. Schwenck, H. Kück, V. Mayer, A. Pojtinger, „Kostengünstiges zweiachsiges hochgenaues Inklinometersystem“, VDE MikroSystemTechnik Kongress, Darmstadt, 2011
- Sch16 E. Schiessle, „Industrie-Sensorik Sensortechnik und Messwertaufnahme“, 2. Auflage, Vogel Business Media, 2016, S. 19 - 23
- Sio01 Datenblatt PS081, ScioSense
- Sio02 Datenblatt PS09, ScioSense
- TI01 Datenblatt FDC2x1x, Texas Instruments
- TI02 Datenblatt FDC1004, Texas Instruments
- TI03 Datenblatt LDC1614, Texas Instruments
- Tie99 U. Tietze, Ch. Schenk, „Halbleiter-Schaltungstechnik“, 11. Auflage, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1999, S. 603 - 604
- Utz17 A. Utz, Ch. Walk, N. Haas, T. Fedtschenko, A. Stanitzki, M. Mokhtari, M. Görtz, M. Kraft, R. Kokozinski, „An ultra-low noise capacitance to voltage converter for sensor applications in 0.35µm CMOS“, Journal of Sensors and Sensor Systems, 2017, S. 285 - 301
- Vog21 K.-P. Fritz, H. Strauß, C. Rathfelder, A. Bülau, D. Gaida, „Digitaler Retrofit – Von Maschinen und Produktionsanlagen“, 1. Auflage, Vogel, 2021, S. 47 - 51
- WE21 Datenblatt Standard FR4 TG135, Klassifizierung in Anlehnung an die IPC-4101 E / 21, Würth Elektronik, www.wedirekt.de/web/media/16_wedirekt/spezifikationen/leiterplatten_daten_downloads/FR4TG135_DE.pdf
- Wet01 Wetterstationen im Test, [Online] verfügbar unter: <https://test-wetterstation.de/arduino-moisture-sensor> (abgerufen am 16. Nov. 2023)
- Wol13 F. Wolter, „Untersuchungen zu neuartigen Infusionspumpen für die Medizintechnik“, Dissertation Universität Stuttgart, 2013
- Yed11 P. Yedamale, J. Bartling, AN1375 „See What You Can Do with the CTMU“, Microchip 2011, S. 1 - 10

10 Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: André Bülau
Geburtsdatum: 08.05.1980
Geburtsort: Magdeburg
Wohnort: Furtbachstraße 2a, 70178 Stuttgart

Schulbildung

1986-1989 Käthe-Kollwitz-Oberschule
1989-1991 Hegel-Leibnitz-Oberschule
1991-1999 Hegel-Gymnasium Magdeburg

Berufspraxis vor dem Studium

02/1998 Elektronikpraktikum der Fakultät für Naturwissenschaften an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
04/1998 Berufspraktikum Zupfinstrumentenbauer/Gitarrenbauer in Magdeburg
10/1998 Schülerbetriebspraktikum, Baumaschinen Könicke GmbH & Co. KG in Magdeburg

Wehrdienst

09/1999-09/2000 Fallschirmjäger stationiert in Oldenburg

Hochschulstudium

10/2000-05/2007 Informationstechnologie – Mikrosystemtechnik, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Berufstätigkeit

01.08.2007 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mikroaufbautechnik der Hahn-Schickard-Gesellschaft, Stuttgart
seit 2013 Leiter der Gruppe „Sensoren + Aktoren“ am Institut für Mikroaufbautechnik der Hahn-Schickard-Gesellschaft, Stuttgart

11 Verzeichnis der eigenen Veröffentlichungen

- MDPI Metrology „A 10 V Transfer Standard Based on Low-Noise Solid-State Zener Voltage Reference ADR1000“
DOI: 10.3390/metrology4010007
→ Erstautor: A. Bülau
- MDPI Sensors „Review on Excess Noise Measurements of Resistors“
DOI: 10.3390/s23031107
→ Erstautorin: D. Walter
- World Congress on Micro and Nano Manufacturing: „Miniaturized Optical Encoder with Micro Structured Encoder Disk“
DOI: 10.3850/978-981-11-2728-1_28
→ Erstautor: A. Bülau
- MDPI, Applied Sciences: „Miniaturized Optical Encoder with Micro Structured Encoder Disc“
DOI: 10.3390/app9030452
→ Erstautor: J. Seybold
- IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement: „Quadrature Block for UHF Reflection Coefficient Measurements Using a Directional Coupler and Injection Locking“
DOI: 10.1109/TIM.2019.2895480
→ Erstautor: V. Kible
- IEEE 2019 49th European Microwave Conference (EuMC): „An UHF Software Defined Reflectometer using Under-Sampling Down-Conversion in the ADC“
DOI: 10.23919/EuMC.2019.8910735
→ Erstautor: V. Kible
- NanoLetters: „Robust and Accurate Electric Field Sensing with Solid State Spin Ensembles“
DOI: 10.1021/acs.nanolett.9b00900
→ Erstautorin: J. Michl

- Proceedings SENSOR 2013: „Capacitive Sensors from low cost to high resolution on printed circuit boards“

DOI: 10.5162/sensor2013/A2.4

→ Erstautor: A. Bülau

- Fachbuch „Digitaler Retrofit - Von Maschinen und Produktionsanlagen“, Vogel Fachbuch, 2022

ISBN: 978-3-8343-3481-7

→ Autoren: K.-P. Fritz, H. Strauß, C. Rathfelder, A. Bülau, D. Gaida

12 Patentliste

EN000103930705A	[EN] Receiving part of a coupling for a fluid line
DE102019215595A1	[DE] Druckbares elektrisches Bauteil aufweisend ein Kunststoffsubstrat
DE102019210474A1	[DE] Sensor-Anordnung zum Erfassen zumindest einer physikalischen Kenngröße einer Vielzahl von Fäden
DE102018214780A1	[DE] Sensorzelle, Sensor und Verfahren zum Bereitstellen einer Sensorzelle
DE102013222129B3	[DE] Kapazitives Sensorelement mit integrierter Mess- und Referenzkapazität
DE102013019168B4	[DE] Sensor zum Anzeigen einer Position oder einer Positionsänderung eines Kopplungselementes und Verfahren zum Betrieb des Sensors
DE102011107186B3	[DE] Aufnahmeteil einer Kupplung für eine Fluidleitung und Kupplung für eine Fluidleitung
DE102008014255B3	[DE] Kupplung für eine Fluidleitung [EN] Coupling, for a fluid line
DE102019210474	Sensor-Anordnung zum Erfassen zumindest einer physikalischen Kenngröße einer Vielzahl von Fäden
DE102019215595.2	Printed electrical parts on plastic substrate
EP000003767019A1	[DE] Sensor-Anordnung zum Erfassen zumindest einer physikalischen Kenngröße einer Vielzahl von Fäden [EN] Sensor arrangement for detecting at least one physical characteristic of a plurality of threads
EP000003063518B1	[DE] Kapazitives Sensorelement mit integrierter Mess- und

	<p>Referenzkapazität</p> <p>[EN] Capacitive sensor element having an integrated measuring capacitance and reference capacitance</p>
EP000002833100B8	<p>[DE] Sensor zum Anzeigen einer Position oder einer Positionsänderung eines Kopplungselementes und Verfahren zum Betrieb des Sensor</p> <p>[EN] Sensor for displaying a position or a change of position of a coupling element and method of operating the sensor</p>
EP000002732194B1	<p>[DE] Aufnahmeteil einer Kupplung für eine Fluidleitung</p> <p>[EN] Reiving part of a coupling for a fluid line</p>
EP000002255120B1	<p>[DE] Kupplung für eine Fluidleitung</p> <p>[EN] Coupling for a fluid line</p>
EP3767019	<p>[EN] Sensor arrangement for detecting at least one physical characteristic of a plurality of threads</p>
KR102014005362A	<p>[EN] Receiving part of a coupling for a fluid line</p>
TW000202127970A	<p>[EN] Printable electrical component comprising a plastic substrate</p>
US020150035519A1	<p>[EN] Sensor for indication a position or a change in position of a coupling element and method for operating the sensor</p>
US020140131998A1	<p>[EN] Reiving part of a coupling for a fluid line</p>
US020110018254A1	<p>[EN] Coupling for a fluid line</p>
US000009581425B2	<p>[EN] Sensor for indicating a position or a change in position of a coupling element and method for operating the sensor</p>
US000009410650B2	<p>[EN] Receiving part of a coupling for a fluid line</p>
US000008373961B2	<p>[EN] Coupling for a fluid line</p>

WO002021069631A3	<p>[DE] Druckbares elektrisches Bauteil aufweisend ein Kunststoffsubstrat</p> <p>[EN] Printable electrical component comprising a plastic substrate</p>
WO002015063150A1	<p>[DE] Kapazitives Sensorelement mit integrierter Mess- und Referenzkapazität</p> <p>[EN] Capacitive sensor element having an integrated measuring capacitance and reference capacitance</p>
WO002013007552A1	<p>[DE] Aufnahmeteil einer Kupplung für eine Fluidleitung</p> <p>[EN] Receiving part of a coupling for a fluid line</p>
WO002009112144A1	<p>[DE] Kupplung für eine Fluidleitung</p> <p>[EN] Coupling for a fluid line</p>