

EIN UNIVERSELLES UND DYNAMISCH
REKONFIGURIERBARES INTERFACE FÜR
EINGEBETTETE UND INTELLIGENTE MULTI-SENSOR-
SYSTEME MIT SELF-X EIGENSCHAFTEN

vom

Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Kaiserslautern
zur Verleihung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Robert Klemens Freier

geb. in Mainz

D 386

Eingereicht am: 24. 10. 2014
Tag der mündlichen Prüfung: 18. 12. 2014
Dekan des Fachbereichs: Prof. Dr.-Ing. Hans D. Schotten

Promotionskommission

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Hans D. Schotten
1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Andreas König
2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Gerhard Fischerauer

© Copyright by Robert Freier, 2014

All Rights Reserved

Kurzfassung

Seit Aufkommen der Halbleiter-Technologie existiert ein Trend zur Miniaturisierung elektronischer Systeme. Dies, steigende Anforderungen sowie die zunehmende Integration verschiedener Sensoren zur Interaktion mit der Umgebung lassen solche eingebetteten Systeme, wie sie zum Beispiel in mobilen Geräten oder Fahrzeugen vorkommen, zunehmend komplexer werden. Die Folgen sind ein Anstieg der Entwicklungszeit und ein immer höherer Bauteileaufwand, bei gleichzeitig geforderter Reduktion von Größe und Energiebedarf. Insbesondere der Entwurf von Multi-Sensor-Systemen verlangt für jeden verwendeten Sensortyp jeweils gesondert nach einer spezifischen Sensorelektronik und steht damit den Forderungen nach Miniaturisierung und geringem Leistungsverbrauch entgegen.

In dieser Forschungsarbeit wird das oben beschriebene Problem aufgegriffen und die Entwicklung eines universellen Sensor-Interfaces für eben solche Multi-Sensor-Systeme erörtert. Als ein einzelner integrierter Baustein kann dieses Interface bis zu neun verschiedenen Sensoren unterschiedlichen Typs als Sensorelektronik dienen. Die aufnehmbaren Messgrößen umfassen:

- Spannung
- Strom
- Widerstand
- Kapazität
- Induktivität
- Impedanz

Durch dynamische Rekonfigurierbarkeit und applikationsspezifische Programmierung wird eine variable Konfiguration entsprechend der jeweiligen Anforderungen ermöglicht. Sowohl der Entwicklungs- als auch der Bauteileaufwand können dank dieser Schnittstelle, die zudem einen Energiesparmodus beinhaltet, erheblich reduziert werden.

Die flexible Struktur ermöglicht den Aufbau intelligenter Systeme mit sogenannten Self-x Charakteristiken. Diese betreffen Fähigkeiten zur eigenständigen Systemüberwachung, Kalibrierung oder Reparatur und tragen damit zu einer erhöhten Robustheit und Fehlertoleranz bei. Als weitere Innovation enthält das universelle Interface neuartige Schaltungs- und Sensorkonzepte, beispielsweise zur Messung der Chip-Temperatur oder Kompensation thermischer Einflüsse auf die Sensorik.

Zwei unterschiedliche Anwendungen demonstrieren die Funktionalität der hergestellten Prototypen. Die realisierten Applikationen haben die Lebensmittelanalyse sowie die dreidimensionale magnetische Lokalisierung zum Gegenstand.

Danksagung

An erster Stelle danke ich meinem Doktorvater, Prof. Dr.-Ing. Andreas König, für den Vorschlag des Themas dieser Dissertation. Seine Ideen und Anregungen waren mir immer eine große Hilfe. Von ihm stammen unter anderem die Idee zur Kombination von CMOS mit MEMS-Schaltern sowie das Lab-on-Spoon Front-End.

Bei meinen Kollegen und den Studenten des Lehrstuhls Integrierte Sensorsysteme bedanke ich mich für die gute und konstruktive Zusammenarbeit. Sie trugen einen wichtigen Teil zum Gelingen dieser Arbeit bei.

Mein ganz besonderer Dank gilt meiner Familie, speziell meinem Opa, der meine Begeisterung für Technik weckte. Vor allem aber bedanke ich mich bei meinen Eltern für Ihre beispiellose Unterstützung und ihren immerwährenden Rückhalt.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	10
1.1 Motivation	10
1.2 Ziele der Arbeit – Anforderungen an das zu entwickelnde System	11
1.3 Anwendungen	14
1.4 Struktur der Arbeit	14
2. Stand der Technik	16
2.1 Ausgangsbasis	16
2.2 Kommerziell verfügbare rekonfigurierbare beziehungsweise programmierbare Sensor-Interface-ICs	16
2.2.1 Einteilung	16
2.2.2 Analog Devices	17
2.2.3 Texas Instruments	18
2.2.4 Maxim	20
2.2.5 Semtech	20
2.2.6 Melexis	21
2.2.7 Zentrum Mikroelektronik Dresden (ZMDI)	22
2.2.8 iC-Haus	23
2.2.9 acam	24
2.2.10 Smartec	25
2.3 Ausgewählte Beispiele rekonfigurierbarer/programmierbarer Sensorelektronik in der Forschung	33
2.3.1 Michigan State University	33
2.3.2 Albert-Ludwigs-Universität Freiburg	33
2.3.3 Technische Universität Kaiserslautern	34
2.4 Universal-Messverstärker	36
2.4.1 HBM QuantumX	36
2.4.2 DEWESoft SIRIUS	36
2.5 Schlussfolgerung	37
3. Entwicklung der Grundbausteine und Messverfahren	39
3.1 Analyse und Entwicklung erforderlicher Elemente	39
3.2 Messverfahren für Spannung, Strom und Widerstand	39
3.3 Messung von Induktivitäten und Impedanzen	41
3.4 Kapazitätsmessung	43
3.5 Instrumentierungsverstärker	46

3.6	Erzeugung von Referenzspannungen und –strömen	55
3.7	Generierung wechselförmiger Referenzgrößen	61
3.8	Temperaturmessung des Chips	68
3.9	Temperaturmessung der Sensorik	76
3.10	Temperaturkompensation	78
3.11	Flip-Schaltung	80
4.	Das universelle Sensor-Interface	83
4.1	Architektur	83
4.2	Der vollständige Entwurf	84
4.3	Implementierung und Validierung	89
4.4	Herstellung von Testmustern	95
5.	Physikalische Verifikation und Messung	97
5.1	Methodik der Funktionsüberprüfung	97
5.2	Konstruktion eines geeigneten Testaufbaus	97
5.3	Messungen	100
5.3.1	Allgemeiner Funktionstest	100
5.3.2	Instrumentierungsverstärker	102
5.3.3	Phasenregelschleife	105
5.3.4	Strom- und Spannungsreferenzen	108
5.3.5	Kapazitätsmessung	111
5.3.6	Induktivitäts- und Impedanzmessung	113
5.3.7	Temperatursensor	114
5.3.8	Flip-Schaltung	116
5.3.9	Energiesparmodus	117
6.	Realisierte Applikationsszenarien	119
6.1	Praktische Anwendungen	119
6.2	Magnetische Lokalisierung	119
6.2.1	Kontext und Prinzip	119
6.2.2	Aufbau eines Sensormoduls mit Self-x Eigenschaften	121
6.2.3	Versuchsaufbau und Konfiguration	124
6.2.4	Versuchsdurchführung und Ergebnisse	126
6.3	Lab-on-Spoon	129
6.3.1	Konzept eines intelligenten Löffels	129
6.3.2	Das universelle Sensor-Interface im Lab-on-Spoon	129
6.3.3	Konfiguration des Systems	130
6.3.4	Experimente und Ergebnisse	134
7.	Systemische Erweiterung durch MEMS-Schalter	138

7.1	Grundkonzept	138
7.2	Charakteristik und Modellierung der DC-MEMS-Schalter	138
7.3	Applikation als Komponente im rekonfigurierbaren Interface-Konzept	140
7.4	Einsatzszenarien	142
	7.4.1 Energiesparmodus	142
	7.4.2 MEMS-Multiplexer	143
7.5	Überblick der Neuerung des kombinierten Konzepts	146
8.	Zusammenfassung und Resultate	148
8.1	Resümee	148
8.2	Ergebnisse	148
8.3	Neuheit und Ausblick	150
9.	Quellen und Verzeichnisse	152
9.1	Literaturverzeichnis	152
9.2	Abbildungsverzeichnis	159
9.3	Tabellenverzeichnis	165
9.4	Abkürzungsverzeichnis	166
Anhang A	Registerbelegung und Konfiguration	167
Anhang B	Bondplan	170
Anhang C	Pin-Zuordnung	171
Anhang D	Schaltplan und Layout der Platinen	173
Anhang E	Messbereiche	175
Anhang F	Verzeichnis der gemessenen Muster	176

1. Einleitung

Elektronik lässt sich im Allgemeinen in zwei Bereiche gliedern: digital und analog. Die Umsetzung logischer Operationen und Berechnungen erfolgt zumeist in Digitaltechnik, welche sich unter anderem durch Unempfindlichkeit gegenüber Störungen auszeichnet, für die Datenübertragung vorteilhaft ist, sich vergleichsweise einfach entwickeln lässt und dabei hohe Integrationsdichten erlaubt. Soll ein elektronisches System aber mit der nichtelektronischen Außenwelt interagieren, lässt sich das nur mit Hilfe analoger Elektronik realisieren. Häufig ist dies im Bereich der Embedded Systems der Fall, wo sowohl analoge als auch digitale Elektronik eingesetzt wird. Man spricht demnach von Mixed-Signal Elektronik.

Besonders bei sogenannten Cyber-Physical Systems (CPS) [1] sollen vielfältige Informationen der Umgebung elektronisch verarbeitet werden und auf deren Basis die Steuerung unterschiedlicher physikalischer Aktuatoren erfolgen. Dazu werden Messwerte mittels eines Sensors erfasst und in elektrische Größen gewandelt. Diese werden von analoger Sensorelektronik verarbeitet und anschließend einem Analog-Digital-Wandler (ADC) zugeführt, welcher die Signale in digitale Informationen konvertiert, sodass sie zur weiteren Verwendung mit digitaler Hardware genutzt werden können. Um die Steuerungsimpulse aus der verarbeiteten Information weitergeben zu können, werden in umgekehrter Reihenfolge digitale Informationen in physikalische Größen umgesetzt. Hierzu müssen ebenfalls Signale gewandelt werden, diesmal von digital nach analog, um dann mittels geeigneter Aktuatoren die entsprechenden physikalischen Funktionen auszuführen.

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit einer innovativen universellen Schnittstelle zwischen Sensorik und digitaler Hardware in intelligenten Multi-Sensor-Systemen und entwickelt eine integrierte Schaltung zur Verarbeitung vielfältiger analoger Informationen von multiplen Sensoren.

1.1 Motivation

Die Entwicklung des andauernden Trends zur Miniaturisierung von Hardware, welcher auch die Entstehung von eingebetteten Systemen generiert hat, gründet unter anderem auf der Einsparung zahlreicher diskreter Schaltungselemente beziehungsweise auf der Integration mehrerer Elemente in einem einzigen Bauteil. Dieser Trend hat bereits zur Integration ganzer Systeme in immer kleiner werdenden Einzelbausteinen geführt. Dem Vorteil einer damit verringerten Größe und eines reduzierten Energiebedarfs steht allerdings der Nachteil gegenüber, dass, gerade im Bereich intelligenter Sensorsysteme, die

Hardware häufig sehr individuell auf ihre jeweilige Applikation zugeschnitten ist. Die schnelle und preisgünstige Entwicklung solcher anwendungsbezogener spezieller Hardwarelösungen in Form eines Rapid Prototyping ist aufgrund eines begrenzten Sortiments an verfügbaren elektronischen Schaltungselementen häufig kaum möglich oder mit erheblichen Schwierigkeiten verbunden.

Ein weiterer kritischer Punkt der elektronischen Miniaturisierung ist eine erhöhte Fehleranfälligkeit. Diese kann auf verschiedene Ursachen zurückgeführt werden. So können Prozessschwankungen bei der Herstellung integrierter Bauteile, Temperaturabhängigkeit, Alterung, Spannungsschwankungen oder Soft-Errors ungenaue oder verfälschte Ergebnisse liefern.

Die der Innovationsfreude des beschriebenen Trends geschuldete Forderung nach spezifischen Anwendungen lässt den Bedarf an neuartigen Sensornetzwerken oder Cyber-Physical Systems sprunghaft ansteigen. Dies führt zur fortwährenden Nachfrage und Entwicklung neuer Systeme, die auch mit dem Entwurf neuer Hardware einhergehen. Insbesondere betrifft das Anwendungen, die eine Einbindung verschiedener Sensortypen in unterschiedlicher Anzahl erforderlich machen, beispielsweise in den Bereichen der Cyber-Physical Production Systems (CPPS) [2] oder des Internet-of-Things (IoT) [3]. Auch wenn auf existierende Teilsysteme zurückgegriffen werden kann, sind in der Regel applikationsspezifische Lösungen erforderlich. Dadurch wird der Entwurfsprozess sowohl verlangsamt als auch verteuert. Sofern bei der Anbindung von Sensoren vorhandene integrierte Schaltkreise (ICs) verwendet werden können, sind diese oft unflexibel in der Anwendung, intolerant gegenüber Fehlern und müssen häufig extern beschaltet werden, was zusätzlichen Platzbedarf und Herstellungsaufwand zur Folge hat.

1.2 Ziele der Arbeit – Anforderungen an das zu entwickelnde System

Um sich der zuvor beschriebenen Problematik anzunehmen, liegt der Fokus dieser Arbeit auf der Entwicklung einer Sensorelektronik, die durch flexible Gestaltung und Self-x Eigenschaften in unterschiedlichsten Systemen und in einem breiten Spektrum von Anwendungen eingesetzt werden kann. Der Begriff „Self-x“ bezieht sich auf die Fähigkeit, eigenständig Maßnahmen, zum Beispiel zur Systemüberwachung, -kalibrierung oder -reparatur, zu ergreifen (*self-monitoring*, *self-calibrating*, *self-repairing* [4]), um die Robustheit und Fehlertoleranz zu erhöhen. Das zugrunde liegende Konzept stammt aus dem Bereich des Organic Computing [5].

Das entworfene integrierte System verfolgt den Zweck, als Schnittstelle zwischen unterschiedlichen Typen von Sensoren und der digitalen Signalverarbeitung zu dienen. Anstatt für jede Anwendung eine spezifische Elektronik entwickeln zu müssen, soll sich das beschriebene Interface-IC universell einsetzen und durch Programmierung als Lösung für individuelle Problemstellungen anpassen lassen. Zusätzlich ist die Möglichkeit der dynamischen Rekonfigurierbarkeit geplant. Damit können bestimmte Eigenschaften

im laufenden Betrieb geändert oder angepasst werden, beispielsweise um Fehler zu korrigieren oder auf veränderte Umgebungsbedingungen zu reagieren.

Neben der Verwendung mit unterschiedlichen Sensortypen, sowohl einzeln als auch in Kombination, ist es beabsichtigt, mithilfe des Interface-ICs passive Bauteile und Materialien durch Anregung wie einen Sensor auslesen zu können, um somit Rückschlüsse auf deren Eigenschaften zu ziehen. Der Ansatz hierzu basiert unter anderem auf einer vereinfachten Impedanzspektroskopie.

Da nicht nur der Aspekt des Entwicklungsaufwandes berücksichtigt werden soll, sondern auch der des Platzbedarfs, sollen Applikationen möglichst ohne weitere Bauteile realisiert werden können. Außerdem muss das Interface-IC verlustleistungsarm arbeiten, um auch für batteriebetriebene Systeme praktikabel zu sein.

Das vorgestellte System soll nach dem Entwurfsprozess als Mikrochip hergestellt und physikalisch verifiziert sowie in der Anwendung erprobt werden. Die vorliegende Arbeit ordnet sich damit im Bereich der adaptiven und rekonfigurierbaren Hardware für evolutionäre Systeme ein (siehe Abbildung 1-1 und Abbildung 1-2) und stellt somit eine Fortsetzung der in zwei früheren Arbeiten [6] [7] durchgeführten Untersuchungen dar. Ergänzt durch eine parallele Doktorarbeit von M. A. Johar zum Thema Self-x DC-MEMS-Schalter [8] erfolgt eine kontextuelle Eingliederung in die Technologie-Roadmaps der NAMUR für Prozess-Sensoren [9] und ITRS [10]. Diese fordern unter anderem eine Funktion von Sensorsystemen ohne Instandhaltung (NAMUR) sowie eine „More than Moore“ Entwicklung. Hier wird statt ausschließlicher Prozess-Miniaturisierung eine Erweiterung des Funktionsspektrums vorgesehen, die beispielsweise durch sogenannte Systems in Package (SiP) realisiert werden kann.

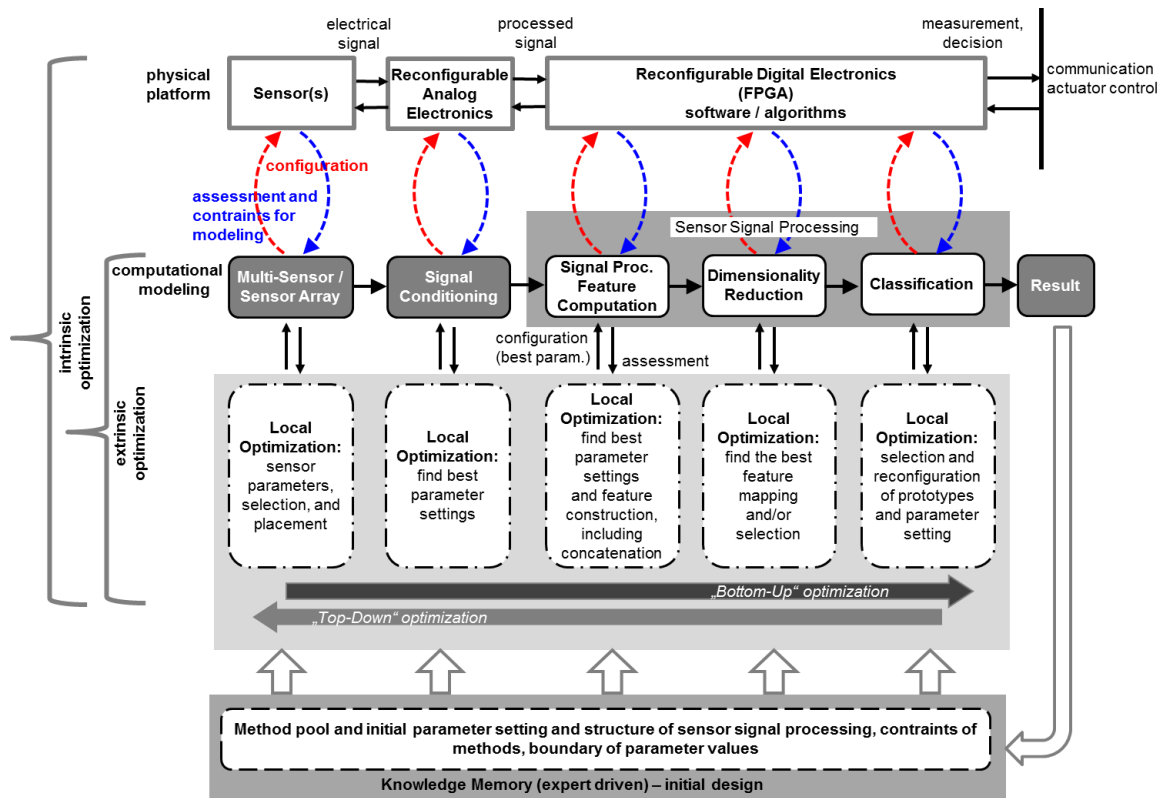


Abbildung 1-1
 Methodik zum Entwurf intelligenter Sensorsysteme [4]

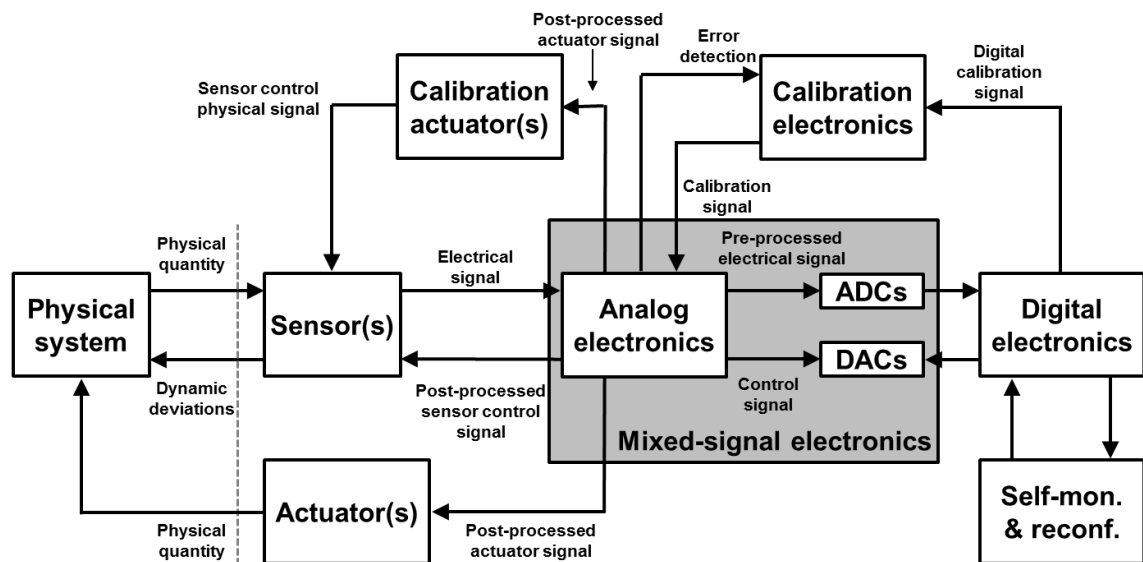


Abbildung 1-2
 Implementierung von Self-x Eigenschaften in Sensorsystemen [7]

1.3 Anwendungen

Die Anwendungsmöglichkeiten der entworfenen integrierten Schnittstelle erstrecken sich auf nahezu sämtliche Systeme, in die ein oder mehrere Sensoren implementiert werden sollen. Insbesondere in Szenarien, bei denen der Platzbedarf einen limitierenden Faktor darstellt, bietet das entworfene Interface die Möglichkeit, zahlreiche Elemente oder sogar ganze Baugruppen einzusparen. Systeme dieser Kategorie, beispielsweise Mobilgeräte, verlangen häufig nach energieeffizienten Eigenschaften; auch diesen Anforderungen wird die erdachte Sensorschnittstelle gerecht. Durch die dynamische Rekonfigurierbarkeit bietet sich zudem die Möglichkeit, Systeme mit Self-x Charakteristiken zu realisieren. Auch bestehende Systeme können mit flexiblen Funktionen ausgestattet werden und lassen sich dadurch um intelligente oder robuste Eigenschaften erweitern.

Neben physikalischen Restriktionen sind im Systementwurf häufig Entwicklungszeit und –kosten kritische Aspekte. Das beschriebene Interface kann auch in diesem Fall vorteilbringend zum Einsatz gebracht werden, da es die zeitnahe Realisierung von Prototypen entscheidend vereinfacht.

Im Fall dieser Arbeit wurden beispielhaft zwei Applikationsumgebungen ausgewählt. Die erste betrifft eine Anwendung zur räumlichen Lokalisierung von Sensorknoten in industriellen Behältnissen und beruht auf der Detektion von Magnetfeldern mit mehreren Sensoren. Die zweite Applikation befasst sich mit einem System für die Lebensmittelsicherheit. Dort wird ein intelligenter Löffel aufgebaut, dessen Intention die Analyse und Differenzierung verschiedener Flüssigkeiten ist.

1.4 Struktur der Arbeit

Die vorliegende Forschungsarbeit strukturiert sich folgendermaßen:

- Kapitel 2: Dieses Kapitel gibt einen Überblick über den Stand der Technik integrierter Sensorschnittstellen. Dazu werden kommerzielle Produkte sowie Forschungsergebnisse evaluiert. In einer zusammenfassenden Bewertung wird der Bedarf nach einer universellen Single-Chip-Lösung erörtert.
- Kapitel 3: An dieser Stelle werden verschiedene Messverfahren und Grundfunktionen für ein universelles Interface-IC diskutiert. Neuartige Sensor- und Schaltungskonzepte werden entwickelt und in grundlegenden Zellen implementiert.
- Kapitel 4: Der vollständige Entwurf des Interface-ICs wird erläutert. Die Funktionen und der Aufbau werden spezifiziert und simulativ überprüft. Abschließend erfolgt die physikalische Realisierung.

- Kapitel 5: Ein Testsystem wird konstruiert und auf dessen Basis die Schnittstelle charakterisiert. Die Funktionalität des Gesamtsystems wird bestätigt.
- Kapitel 6: Zwei Applikationen werden mit dem entwickelten Interface realisiert. Hierzu werden Prototypen aufgebaut und erprobt sowie die Unterschiede zu bestehenden Systemen hervorgehoben.
- Kapitel 7: Eine konzeptuelle Erweiterung der Schnittstelle durch MEMS-Schalter wird untersucht.
- Kapitel 8: Die Arbeit wird unter dem Gesichtspunkt ihrer Errungenschaften subsummiert sowie deren Ergebnisse und Neuheiten nochmals dargelegt.

2. Stand der Technik

2.1 Ausgangsbasis

Eine kursorische Recherche der marktgängigen Produkte für Sensorelektronik zeigt die Existenz zahlreicher kommerziell verfügbarer Sensor-Interface-ICs auf. Häufig sind die elektronischen Bauteile sehr individuell an den Bedarf angepasst und so ausgelegt, dass sie ausschließlich für einen speziellen Sensor-Typus geeignet sind. Einige wenige ICs sind bereits in der Lage, verschiedene Arten von Sensoren auszulesen. Ein weiteres differenzierendes Kriterium sind die konditionierungsbezogenen Spezifika der entsprechenden Schnittstellen. Die Chips unterscheiden sich demnach in Eigenschaften bezüglich der Messrate, der Anzahl der Kanäle, der Art des Ausgangssignals und der Leistungsaufnahme. Einige Signal-Konditionierer bieten sogar die Möglichkeit der Rekonfigurierbarkeit bestimmter einzelner Charakteristiken beziehungsweise die anwendungsspezifizierte Einstellung durch vorherige Programmierung. Die Rekonfiguration kann in verschiedenen Granularitäten erfolgen und sich entweder auf einzelne Schaltungselemente beziehen oder auf größere Blöcke beziehungsweise globale Eigenschaften. Um einen Überblick über den Stand der Technik zu bekommen, werden im Folgenden diese ICs detailliert erläutert sowie einschlägige Forschungsergebnisse aus dem Bereich universeller Sensorelektronik vorgestellt. Darüber hinaus werden des vollständigen Überblicks halber repräsentativ die Funktionen zweier diskreter Universal-Messverstärker dargelegt, die über ein ähnliches Funktionsspektrum verfügen, wie es der in dieser Arbeit angestrebte Chip aufweisen soll. Ein Vergleich wäre allerdings schon auf Grund der physikalischen Dimension nicht sinnvoll, weshalb die Erläuterungen zu dieser Gerätekategorie rein exemplarisch erfolgen.

2.2 Kommerziell verfügbare rekonfigurierbare beziehungsweise programmierbare Sensor-Interface-ICs

2.2.1 Einteilung

Zurzeit gibt es auf dem Markt ein knappes Dutzend bekannter Hersteller, die standardisierte Sensor-Interface-ICs produzieren, welche entweder rekonfigurierbar oder programmierbar beziehungsweise beides sind. Die folgende Aufstellung listet die einzelnen Produkte nach Herstellern auf, ordnet sie nach Relevanz und unterscheidet innerhalb eines jeden Herstellers nach den jeweiligen Leistungsmerkmalen. Detaillierte Angaben zu den wichtigsten Eigenschaften können in Tabelle 2-1 eingesehen werden. Ungeachtet der dort aufgeführten standardisierten Bausteine gibt es Hersteller und Design-Häuser,

die sich auf die konkrete Entwicklung anwendungsspezifischer integrierter Schaltungen (ASICs) spezialisiert haben. Sie können in der Regel ausschließlich in den individuell zugeschnittenen Szenarien verwendet werden, für die sie entwickelt wurden. Weiterhin existieren verschiedene rekonfigurierbare digitale Bausteine, die zusätzlich einen integrierten Analog-Digital-Wandler enthalten. Beispiele hierfür sind FPGAs [11] oder programmierbare Prozessor-Plattformen [12].

2.2.2 Analog Devices

Analog Devices bietet programmierbare Instrumentierungsverstärker für verschiedene Anwendungszwecke, basierend auf einer Anordnung aus drei Operationsverstärkern (OPV), an. In der Regel kann die Verstärkung digital eingestellt werden, wobei der Bereich je nach Modell unterschiedlich ist. Einige Produkte bieten zusätzlich die Möglichkeit, die Offsetspannung zu konfigurieren [13] [14]. Das Spektrum von Analog Devices umfasst unter anderem auch Analog-Digital-Wandler. Besonders erwähnenswert sind dabei einige Sigma-Delta ADCs wie z. B. AD7792/AD7793 [15] oder AD7798/AD7799 [16] mit 16 bzw. 24 Bit Auflösung. Diese beinhalten jeweils einen integrierten Instrumentierungsverstärker mit einstellbarer Verstärkung, welcher dem ADC vorgeschaltet ist. Außerdem besitzen sie drei Eingangskanäle, die über einen Multiplexer mit dem Instrumentierungsverstärker verbunden sind.

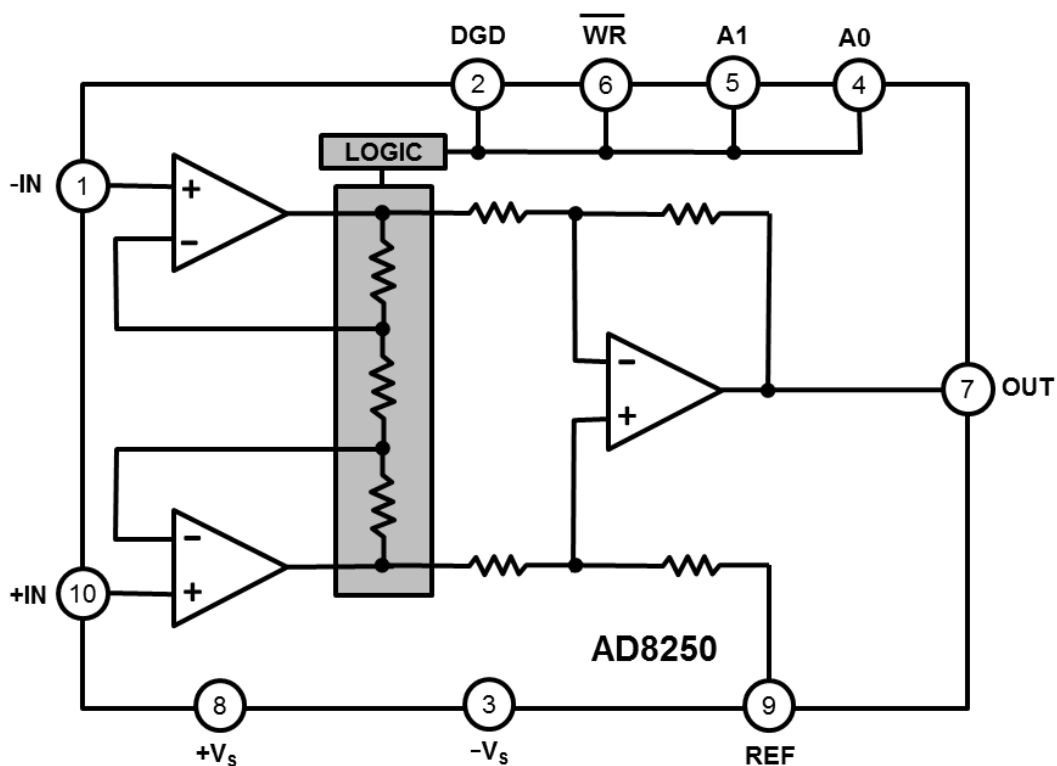


Abbildung 2-1

Blockdiagramm des AD8250 beispielhaft für die programmierbaren Instrumentierungsverstärker von Analog Devices [17]

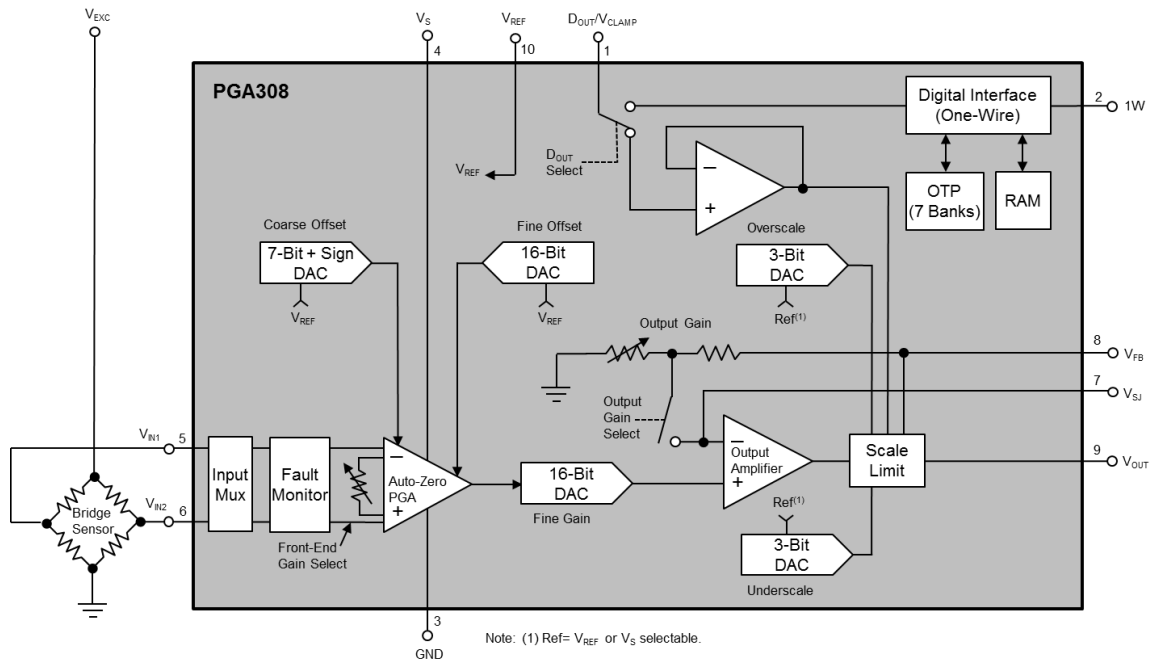


Abbildung 2-3
 Aufbau des Verstärkers PGA308 von Texas Instruments [20]

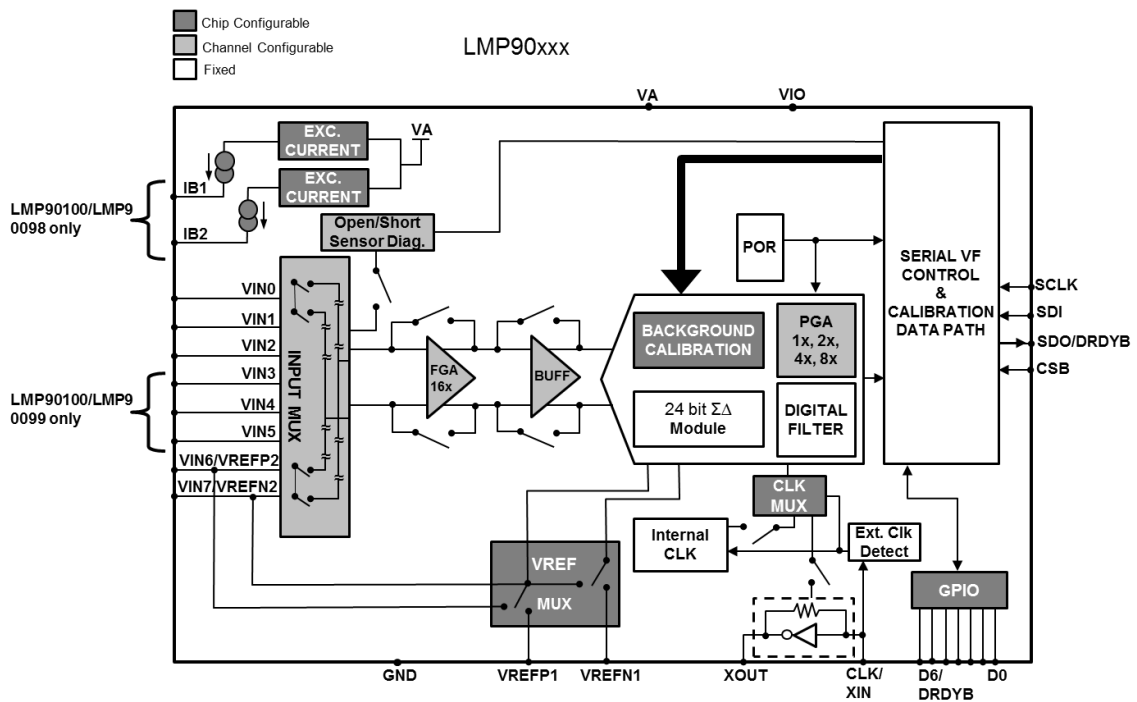


Abbildung 2-4
 Blockdarstellung des LMP90xxx Sensor AFE Systems von Texas Instruments [21]

2.2.4 Maxim

Beim Maxim MAX4208 [22] handelt es sich um einen Präzisions-Instrumentierungsverstärker mit Auto-Zero-Technik und einer Offsetspannung im μV -Bereich. Über das Verhältnis zweier extern anzuschließender Widerstände kann die Verstärkung eingestellt werden. Verarbeitung und Ausgabe des Signals erfolgen rein analog.

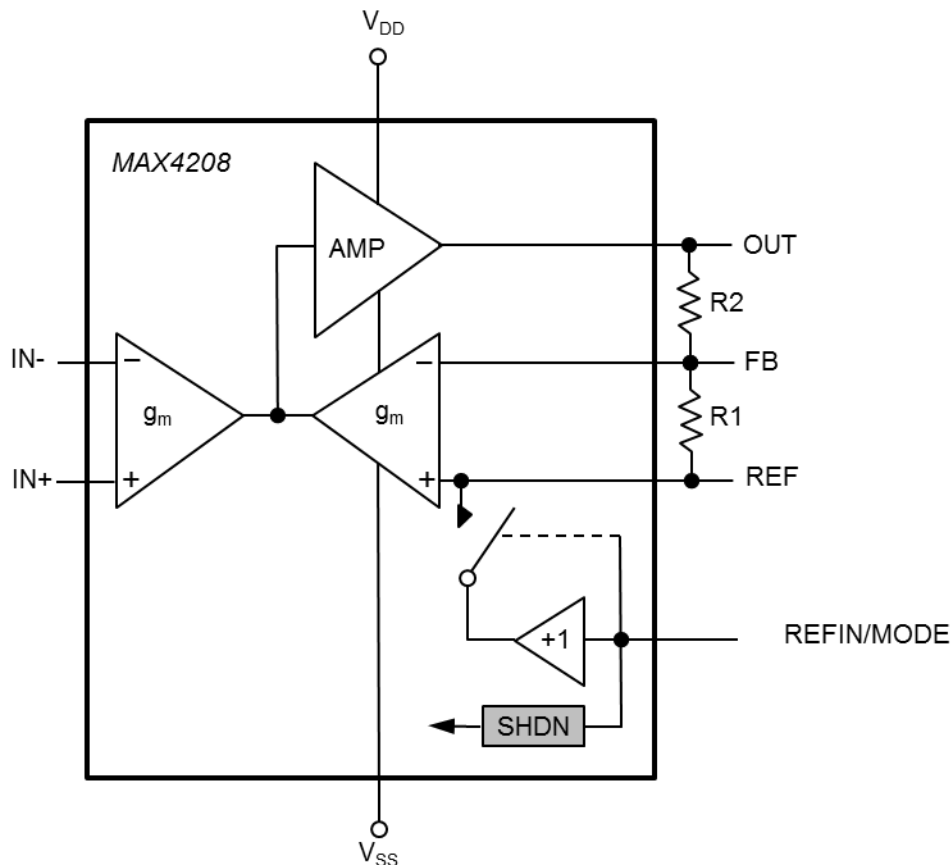


Abbildung 2-5
 Funktionaler Aufbau des Maxim MAX4208 [22]

2.2.5 Semtech

Der Chip SX8725 [23] von Semtech ist eine Schnittstelle für Druck- und Temperatursensoren mit einem Eingang, der entweder ein differentielles oder zwei unsymmetrische Signale aufnehmen kann. Mittels einer einstellbaren Verstärkerstufe lässt sich das Messsignal an den nachfolgenden 18 Bit ADC anpassen. Der Chip bietet die Möglichkeit der Offsetkompensation und in gegenseitiger Abhängigkeit können Auflösung, Geschwindigkeit und Strombedarf eingestellt werden. Zusätzlich sind zwei digitale Aus-

gänge zur Spannungsversorgung des Sensors vorhanden. Der Chip kann in einen stromsparenden Schlafmodus versetzt werden.

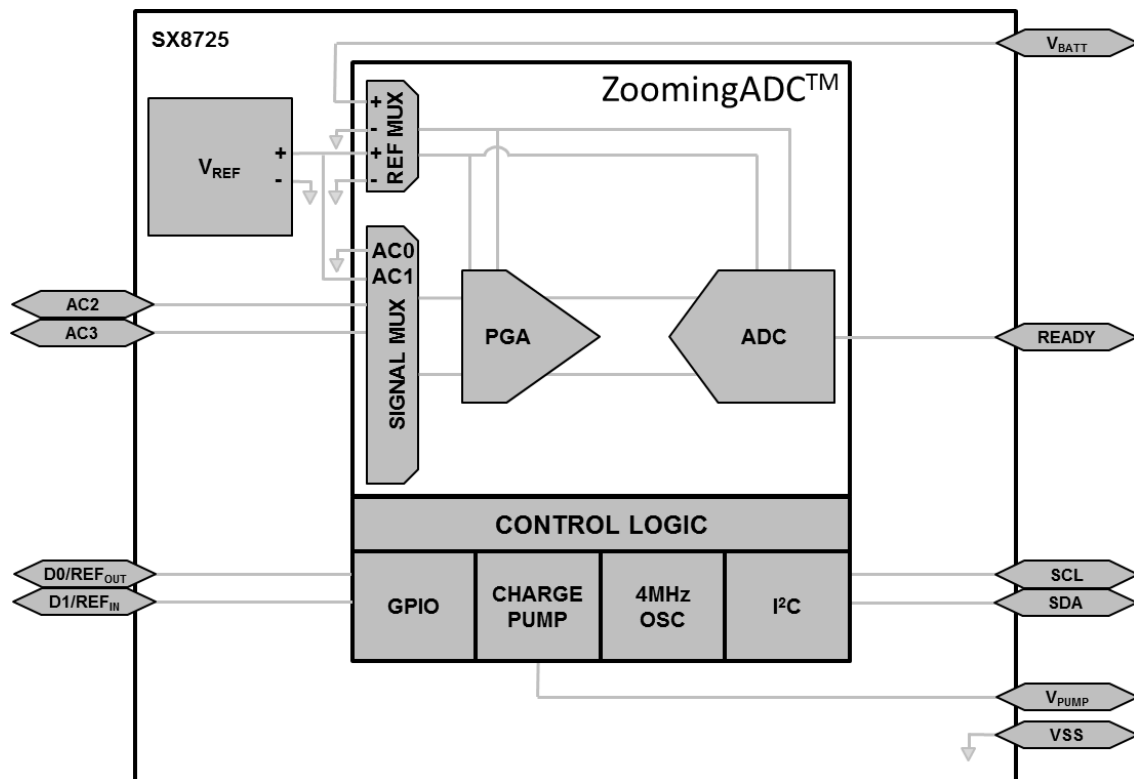


Abbildung 2-6

Darstellung der Sensorschnittstelle SX8725 von Semtech [23]

2.2.6 Melexis

Beim Melexis MLX90308 [24] handelt es sich um eine programmierbare Sensor-Schnittstelle mit differentielltem Spannungseingang und einstellbarer Verstärkung für brückenförmige Sensoren. Zur Konditionierung des Sensorsignals können Kompensationswerte für Eigenschaften wie Verstärkung, Offset oder Temperaturverhalten auf dem Chip gespeichert werden, wobei es möglich ist, zur Temperaturkompensation entweder einen externen oder einen internen Temperatursensor zu verwenden. Der MLX90308 kann wahlweise entweder in einem analogen oder in einem digitalen Modus betrieben werden. Im Digitalmodus wird das analoge Signal zunächst von einem ADC umgewandelt, bevor die Konditionierung durch einen Mikroprozessor erfolgt und das verarbeitete Signal anschließend wieder von einem Digital-Analog-Wandler (DAC) ins Analoge konvertiert wird. Der Analogmodus umgeht die zweifache Wandlung des Signals, bietet dadurch aber lediglich eingeschränkte Kompensationsmöglichkeiten.

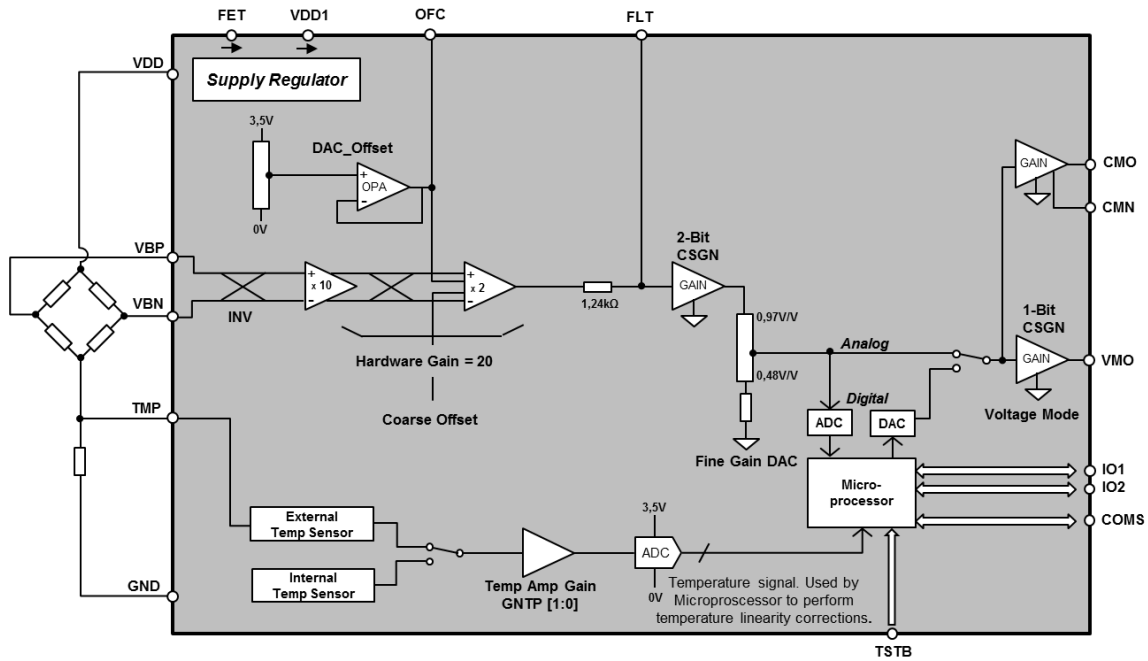


Abbildung 2-7
Blockdiagramm des MLX90308 von Melexis [24]

2.2.7 Zentrum Mikroelektronik Dresden (ZMDI)

Die Produktfamilie ZSSC/ZSC [25] von ZMDI besteht aus einkanaligen Signalkonditionierern, die hauptsächlich für resistive Brückensensoren vorgesehen sind sowie zwei ICs für kapazitive Sensoren (ZSSC3122 [26], ZSSC3123 [27]). Der prinzipielle Aufbau ist bei allen Chips der Serie ähnlich. Das Eingangssignal wird in ein digitales Signal gewandelt, entweder über einen programmierbaren Eingangsverstärker und anschließenden 9 bis 16 Bit ADC, oder über einen Kapazitäts-Digitalwandler mit 8 bis 14 Bit Auflösung, bevor es einem digitalen Signalprozessor (DSP) zugeführt wird. Im DSP erfolgt dann anhand gespeicherter Werte die Kompensation von Offset, Sensitivität und Temperatur. Sofern ein analoger Ausgang vorhanden ist (ZSC31010 [28], ZSC31015 [29], ZSC31150 [30], ZSSC3015 [31], ZSSC313x [32] [33] [34] [35], ZSSC3154 [36]), wird der Digitalwert über einen DAC wieder in eine analoge Spannung gewandelt oder das Signal wird digital ausgegeben (ZSC31014 [37], ZSSC30x6 [38] [39], ZSSC3170 [40]).

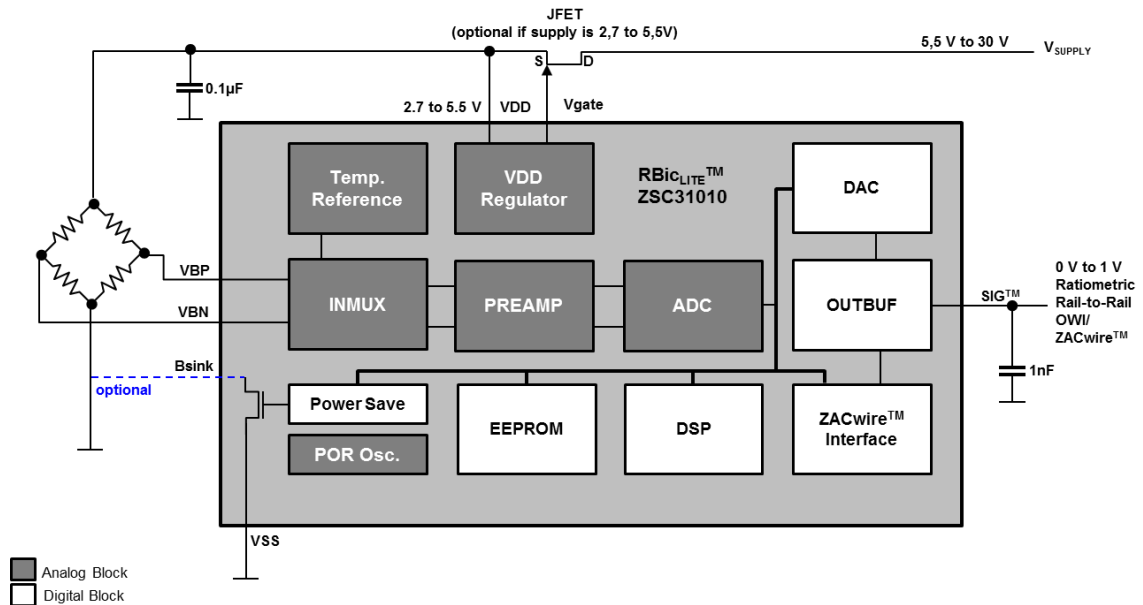


Abbildung 2-8

Blockdiagramm des ZSC31010, stellvertretend für die Serie ZSSC/ZSC von ZMDI [28]

2.2.8 iC-Haus

Ein von der iC-Haus GmbH vertriebener Chip namens iC-HO [41] [42] dient dem Auslesen eines resistiven Sensors. Dabei wird das Eingangssignal über einen programmierbaren Instrumentierungsverstärker an einen 11 Bit ADC weitergeleitet. Anhand einer Lookup-Tabelle lassen sich Temperatureinflüsse auf das Signal kompensieren, bevor es entweder digital oder über einen 10 Bit Digital-Analog-Wandler in analoger Form ausgegeben wird. Der Chip enthält außerdem einstellbare Stromquellen zur Versorgung resistiver Sensoren sowie eine Regelung zum Treiben von MEMS-Heizwiderständen. Ein weiterer Sensorsignalverstärker der Firma iC-Haus ist der iC-TW3 [43], welcher neben drei differentiellen Eingängen Einstellmöglichkeiten für Verstärkung und Offset aufweist. Auch hier kann der Temperatur-Drift mittels einer Lookup-Tabelle kalibriert werden, wobei ein interner oder externer Temperatursensor zum Einsatz kommt.

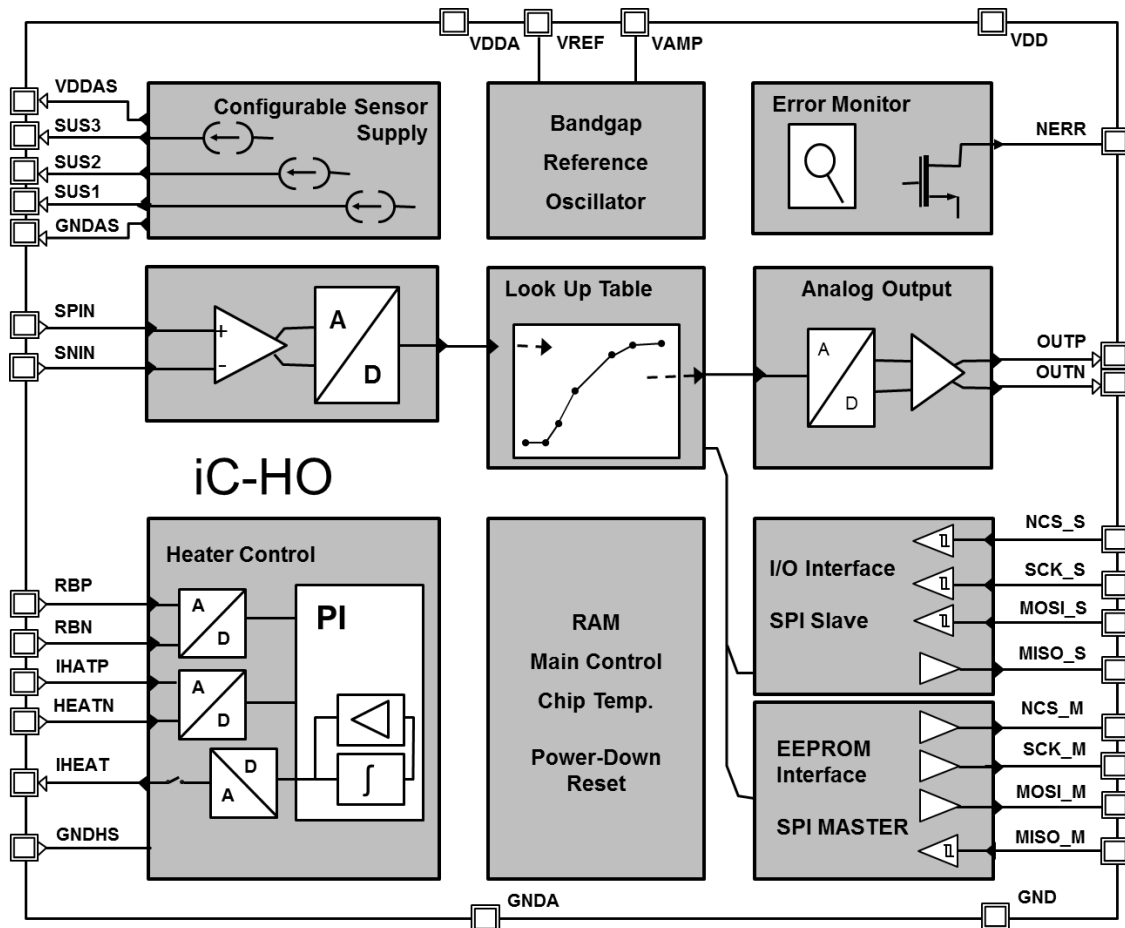


Abbildung 2-9
Schematische Darstellung des Sensorsignalkonditionierers iC-HO [41]

2.2.9 acam

Im Rahmen ihrer PicoStrain-Serie bietet die Firma acam messelectronic gmbh die ICs PSØ8 [44] bzw. dessen Nachfolgemodell PSØ81 [45] sowie PSØ9 [46] für Druck- und Drehmomentsensoren in Waagen an. Das Messprinzip basiert dabei auf einer Entladungszeitmessung, wozu ein externer Kondensator benötigt wird. Die damit zu erreichenden Messraten sind kleiner 1 kHz (PSØ8, PSØ81) bzw. kleiner 10 kHz (PSØ9). Auf Kosten der jeweils anderen Eigenschaften lassen sich Strombedarf, Geschwindigkeit und Genauigkeit über externe Parameter wie Beschaltung und Versorgung einstellen. Es gibt einen Standby-Modus, welcher auch die angeschlossene Sensorik einschließt. Verstärkung und Offset lassen sich softwareseitig kompensieren, indem die Ports mit einstellbaren Faktoren gewichtet werden; dadurch ist beim Modell PSØ9 durch interne Messung der Temperatur die Kompensation von thermischen Effekten möglich, wohingegen beim PSØ8/PSØ81 die Temperaturmessung nur über zwei externe Widerstände erfolgen kann. Sensoren können in einer bis vier Halbbrücken oder ei-

ner Vollbrücke angeschlossen werden, wobei für den PSØ8/PSØ81 zum Verbinden mit einer Vollbrücke zusätzlich ein externer Analogschalter benötigt wird. Beide Modelle beinhalten außerdem einen 24 Bit Mikrocontroller und erreichen mittels Time-to-Digital-Conversion eine Auflösung von 28 Bit. Zusätzlich zu den beiden erwähnten ICs ist noch das überholte Modell PSØ21 [47] erhältlich, dessen Funktionen allerdings durch die beiden neueren Chips abgedeckt werden.

Unter der Bezeichnung PicoCap bietet acam eine Produktserie an, welche aus den ICs PCapØ1 [48] und PCapØ2 [49] besteht. Im Gegensatz zur PicoStrain-Serie, welche für resistive Sensoren geeignet ist, lassen sich mit den PicoCap-ICs kapazitive Sensoren auslesen. Das Funktionsprinzip basiert dabei ebenfalls auf einer Entladungszeitmessung, wobei sich bis zu 8 Kondensatoren anschließen lassen.

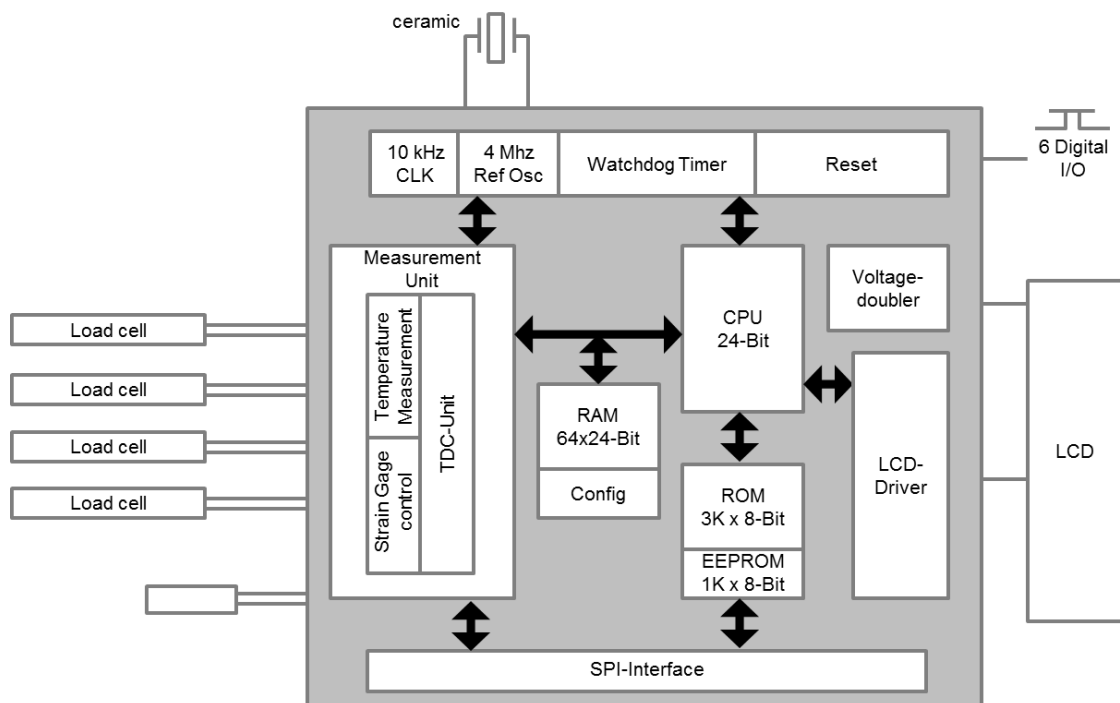


Abbildung 2-10
Blockdiagramm des acam PSØ81 [45]

2.2.10 Smartec

Das von der Firma Smartec erhältliche Universal Transducer Interface (UTI) [50] ist die einzige bekannte flexible Sensorschnittstelle, die sowohl resistive als auch kapazitive Sensoren aufnehmen kann, mit Einschränkungen auch gleichzeitig. Je nach Konfiguration und Sensortyp können zwischen einem und fünf Sensoren angeschlossen werden, deren Signale als Digitalwert mit maximal 14 Bit Auflösung ausgegeben werden, wobei

eine automatische Kalibrierung von Offset und Verstärkung erfolgt. Durch einen Power-down Modus lässt sich das System, je nach Anschlussart einschließlich der Sensorik, in einen energiesparenden Zustand versetzen.

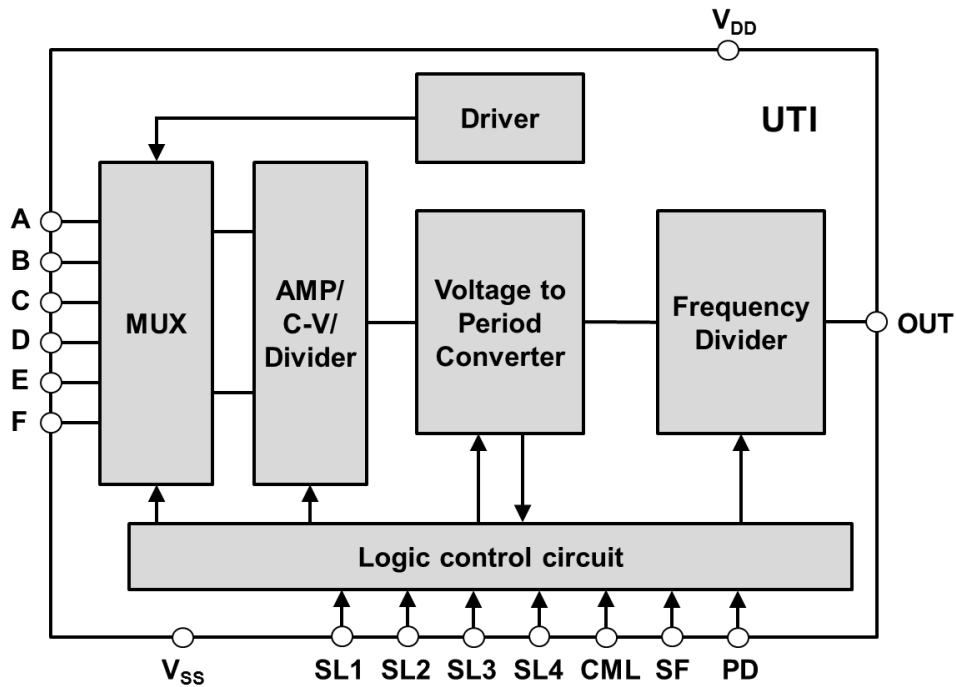


Abbildung 2-11

Das Universal Transducer Interface (UTI) der Firma Smartec als Blockdiagramm [50]

Baustein	Hersteller	Beschreibung	Eingang/Sensorarten	Rekonfigurierbarkeit	Speisestrom	Standby	Brückenkontrolle	Messrate/Bandbreite	Kanalanzahl	Ausgang	Sonstiges
AD7798/9 [16]	Analog Devices	3-Channel, Low Noise, Low Power 16-/24-Bit Σ - Δ ADC with On-Chip In-Amp	Spannung (differenziell)	Verstärkung (1 - 128), digitale Ausgänge	0,5 mA	ja (power-down, 1 μ A)	ja (Unterbrechung der Versorgung durch Schalter)	470 Hz	3	digital	-
AD8231 [51]	Analog Devices	Zero Drift, Digitally Programmable Instrumentation Amplifier	Spannung (differenziell); Drucksensoren, Dehnungsmessstreifen, Thermoelemente, Widerstandsthermometer	Verstärkung (1 - 128)	5 mA	ja (shut-down, 1 μ A)	-	55 kHz - 2,7 MHz	1	analog	-
AD8250 [17]	Analog Devices	Programmable Gain Instrumentation Amplifier	Spannung (differenziell)	Verstärkung (1 - 10)	4,5 mA	-	-	3 MHz - 10 MHz	1	analog	-
AD8251 [52]	Analog Devices	Programmable Gain Instrumentation Amplifier	Spannung (differenziell)	Verstärkung (1 - 8)	4,5 mA	-	-	2,5 MHz - 10 MHz	1	analog	-
AD8253 [53]	Analog Devices	Programmable Gain Instrumentation Amplifier	Spannung (differenziell)	Verstärkung (1 - 1000)	5,3 mA	-	-	60 kHz - 10 MHz	1	analog	-
AD8556 [13]	Analog Devices	Digitally Programmable Sensor Signal Amplifier with EMI Filters	Spannung (differenziell); Drucksensoren, Positionssensoren, Dehnungsmessstreifen	Verstärkung (70 - 1280), Offset (8 Bit, Schrittgröße 0,39% der Versorgungsspannung)	2,7 mA	-	-	40 kHz - 457 kHz	1	analog	Rausch-/Interferenz-filter (EMI Filter)

Tabelle 2-1

Überblick über kommerziell verfügbare Sensor-Interface ICs mit Möglichkeit der Programmierung oder Rekonfigurierbarkeit

Baustein	Hersteller	Beschreibung	Eingang/Sensorarten	Rekonfigurierbarkeit	Speisestrom	Standby	Brückenkontrolle	Messrate/Bandbreite	Kanalanzahl	Ausgang	Sonstiges
AD8557 [14]	Analog Devices	Digitally Programmable Sensor Signal Amplifier	Spannung (differenziell); Drucksensoren, Positionssensoren, Thermoelemente, Dehnungsmessstreifen	Verstärkung (28 - 1300), Offset (8 Bit, Schrittgröße 0,39% der Versorgungsspannung)	-	-	-	ca. 10 kHz–200 kHz, je nach Verstärkung und Versorgung	1	analog	-
INA333 [18]	Texas Instruments	Micro-Power, Zero-Drift, Rail-to-Rail Out Instrumentation Amplifier	Spannung (differenziell); Brückensensoren, Drucksensoren, Thermoelemente	Verstärkung (1 - 1000 über ext. Widerstand)	N/A, max. 80 µA Ruhestrom	-	-	350 Hz - 150 kHz (abhängig von Verstärkung)	1	analog	-
LMP90100 [21]	Texas Instruments	Sensor Analog Front End System; InAmp mit 24 Bit ADC	Spannung (differenziell/single-ended); Drucksensoren, Temperatursensoren, Dehnungsmessstreifen	Gain-/Offsetkomp. für ADC; Sensor-Diagnose (Kurzschl./Leerlauf); Verstärkung (1 - 128); Strom für Sensor/Brücke (100µA - 1mA);	2,6 µA - 2 mA	Standby und Power-down	ja (Standby/Power-down, Versorgungsstrom)	214,65 SPS	4 diff./7 s.e.	digital (24 Bit)	-
PGA280 [19]	Texas Instruments	Zero-Drift, High-Voltage, Programmable Gain Instrumentation Amplifier	Spannung (differenziell, bis zu +/-15,5V bei 18V Versorgung)	Verstärkung (0,125 - 128); niedriger Offset durch Chopper-Stabilisierung	max. 3,113 mA	-	-	6 MHz GBW für Gain >4	1 diff	analog	Stromquelle und -senke für Wire Break Test am Eingang

Tabelle 2-1 (Fortsetzung 1)

Baustein	Hersteller	Beschreibung	Eingang/Sensorarten	Rekonfigurierbarkeit	Speisestrom	Standby	Brückenkontrolle	Messrate/Bandbreite	Kanalanzahl	Ausgang	Sonstiges
PGA308 [20]	Texas Instruments	Single-Supply, Auto-Zero Sensor Amplifier with Programmable Gain and Offset	Spannung (differenziell)	Verstärkung (2,67 - 9600); Offset ± 100 mV (coarse), 16 Bit (fine, Schrittgröße 76 μ V)	Ruhestrom max. 1,6 mA + I _{ref}	-	-	10 kHz - 400 kHz (Verstärkungsabhängig)	1	analog	Verstauschbare Eingänge; Fehlererkennung für Sensorbrücke (Kurzschluss oder Leerlauf)
MAX4208 [22]	Maxim	Ultra-Low Offset/Drift, Precision Instrumentation Amplifiers with REF Buffer	Spannung (differenziell)	Verstärkung (über Verhältnis von zwei ext Widerständen)	max. 3 mA	shutdown mode, max. 10 μ A	-	750 kHz GBW	1	analog	-
SX8725 [23]	Semtech	ZoomingADC for Pressure and Temperature Sensing	Drucksensoren, Temperatursensoren	Verstärkung (1/12 - 1000), Offset programmierbar, Auflösung vs. Geschwindigkeit vs. Strombedarf	150 μ A - 1,2 mA	Sleep state, max. 200 nA	-	500 kHz Over-Sampling Freq. --> 31,2 kHz Eingangssignal	1 diff./2 s.e.	digital (16 Bit)	-
MLX 90308 [24]	Melexis	Programmable Sensor Interface	alle in Brückenform oder differenziell: Drucksensoren, Beschleunigungssensoren, Temperatursensoren, Lineare Positionssensoren	Verstärkung (28 - 600 V/V für Voltage mode, 81 - 750 mA/V für Current mode), Temp.-komp. mit ext. od. int. Sensor, Offset als Faktor einstellbar	2,1 mA - 5 mA	-	-	3,5 kHz	1	analog	-

Tabelle 2-1 (Fortsetzung 2)

Baustein	Hersteller	Beschreibung	Eingang/Sensorarten	Rekonfigurierbarkeit	Speisestrom	Standby	Brückenkontrolle	Messrate/Bandbreite	Kanalanzahl	Ausgang	Sonstiges
ZSC 31010/4/5 [28] [37] [29]	ZMDI	RBiciLite™ Sensor Signal Conditioner	resistive Brückensensoren	Verstärkung (nur ZSC31014/5), digitale Komp. von Offset, Sensitivität, Temperatur, Nichtlinearitäten	250 µA - 2 mA	Sleep Mode, max. 32 µA (nur ZSC 31014)	ja (optionale Unterbrechung der Versorgung mit Transistor, nur ZSC31014/5)	1 kHz Abtastrate (ZSC31010/5), 2 kHz Abtastrate (ZSC31014)	1	analog (ZSC 31010), digital (14 Bit, ZSC 31014/5)	Diagnosefunktionen, z.B. Sensorenschluss/-kurzschluss Test (nur ZSC 31014/5)
ZSC31150 [30]	ZMDI	Fast Automotive Sensor Signal Conditioner	resistive Brückensensoren	Verstärkung (2,8 - 420), digitale Komp. von Offset, Sensitivität, Nichtlinearitäten, Temp.-Komp. int. od. ext.	5,5 mA	-	-	5 kHz	1	digital (16 Bit) oder analog	Diagnosefunktionen, z.B. Sensorenschluss/-kurzschluss Test
ZSSC3015 /16/26 [31] [38] [39]	ZMDI	Sensor Signal Conditioner	resistive Brückensensoren	Verstärkung, digitale Komp. von Offset, Sensitivität, Temperatur	300 µA - 1,5 mA	-	ja (optionale Unterbrechung der Versorgung mit Transistor, nur ZSSC3015)	1,04 kHz Abtastrate (ZSSC3015), 175 Hz Abtastrate (ZSSC3016/26)	1	digital (12 Bit / 16 Bit)	Diagnosefunktionen, z.B. Sensorenschluss/-kurzschluss Test (nur ZSSC3015)
ZSSC3122 /3 [26] [27]	ZMDI	cLite™ Capacitive Sensor Signal Conditioner	kapazitive Sensoren	digitale Komp. von Offset, Temperatur	60 µA - 1,1 mA	Sleep Mode, max. 3 µA	-	1,43 kHz Abtastrate	1	digital (14 Bit)	-
ZSSC3131 /35/36/38 /54/70 [32] [33] [34] [35] [36] [40]	ZMDI	Sensor Signal Conditioner	resistive Brückensensoren	Verstärkung, digitale Komp. von Offset, Sensitivität, Temperatur, Nichtlinearitäten	5,5 mA – 7 mA	Sleep Mode, max. 100 µA (nur ZSSC 3170)	-	200 Hz, 1 kHz (ZSSC3170)	1	digital/ analog	Diagnosefunktionen (außer ZSSC3131)

Tabelle 2-1 (Fortsetzung 3)

Baustein	Hersteller	Beschreibung	Eingang/Sensorarten	Rekonfigurierbarkeit	Speisestrom	Standby	Brückenkontrolle	Messrate/Bandbreite	Kanalanzahl	Ausgang	Sonstiges
iC-TW3 [43]	iC-Haus	Sensor Signal Conditioner with Temperature Compensation and Line Driver	Spannung (differenziell)	Verstärkung (-3dB - 57dB in Schritten von 0,08dB); Offset (-/+1,2V in Schritten von 0,2mV); kalibrierbare Temp.-Komp. mit int. od. ext. Sensor und ext. EEPROM	max. 25mA	-	-	1,2 MHz	3	analog	-
iC-HO [41]	iC-Haus	General Purpose Sensor Interface	Spannung (differenziell); Fluss-, Gas-, Drucksensoren	Verstärkung, Offset-Komp., Temp.-Komp. (Datenblatt zum Zeitpkt. d. Recherche noch nicht verfügb.)	(Datenblatt zum Zeitpkt. d. Recherche noch nicht öffentl. verfügbar)	-	(Datenblatt zum Zeitpkt. d. Recherche noch nicht öffentl. verfügbar)	(Datenblatt zum Zeitpkt. d. Recherche noch nicht öffentl. verfügbar)	1	Digital (10 Bit) oder analog	Regler für ext. MEMS Heizwiderstand
PS08 [44] PS081 [45]	acam	Single-chip Solution for Weight Scales; Entladungzeitmessung über ext. Kondensator	Druck- und Drehmomentsensoren; 1-4 Halbbrücken oder eine Vollbrücke, Wheatstone mit zusätzl. ext. Analog-Switch	Strombedarf vs. Geschwindigkeit vs. Genauigkeit, Konfig. durch ext. Param. (Beschaltung, Versorgung); Gain-/Offsetkomp. durch Software; Temp.-komp. mit ext. Kompensationswiderstand oder softwareseitig	15 μ A - 4,5 mA (anwendungsabhängig)	ja (mit Brücke, < 1 μ A)	ja (s. Standby)	< 1 kHz	1-4 (s. Beschreibung)	digital (28 Bit)	-

Tabelle 2-1 (Fortsetzung 4)

Baustein	Hersteller	Beschreibung	Eingang/Sensorarten	Rekonfigurierbarkeit	Speisestrom	Standby	Brückenkontrolle	Messrate/Bandbreite	Kanalanzahl	Ausgang	Sonstiges
PS09 [46]	acam	Single Chip Solution for Strain Gauges	Druck- und Drehmomentsensoren; 1-4 Halbbrücken oder eine Vollbrücke oder Wheatstone	Strombedarf vs. Geschwindigkeit vs. Genauigkeit, Konfig. durch ext. Param. (Beschaltung, Versorgung); Gain-/Offsetkomp. durch Software; int. Temp.-komp.	7 μ A - 0,39 mA	ja (mit Brücke, 2 μ A)	ja (s. Standby)	1 Hz - 1 kHz	1-4 (s. Beschreibung)	digital (28Bit)	-
UTI [50]	Smartec	Universal Transducer Interface	kapazitive Sensoren, Temperaturabhängige Widerstände, resistive Brücken, Potentiometer	automatische Gain- u. Offsetkalibrierung	max. 3 mA ohne Sensorstrom, max. 20 mA für Sensor	Power down, max. 7 μ W	ja (s. Power down)/je nach Anschluss	10 Hz, für manche Anwendungen 100 Hz	1-5(je nach Sensortyp/-konfiguration)	digital (max. 14 Bit Aufl.)	-

Tabelle 2-1 (Fortsetzung 5)

2.3 Ausgewählte Beispiele rekonfigurierbarer/programmierbarer Sensor-elektronik in der Forschung

2.3.1 Michigan State University

Von der Michigan State University in East Lansing, USA, wurden mehrere Forschungsberichte zum Thema eines Multi-Sensor-Interface-Systems veröffentlicht [54] [55]. Das System kann über einen Eingangsmultiplexer bis zu acht widerstandsförmige oder kapazitive Sensoren aufnehmen, welche dann dieselbe Sensorelektronik nutzen, um einzeln ausgelesen zu werden. Das auszulesende Element wird dazu in eine Messbrücke geschaltet, welche je nach Typ des Aufnehmers entweder aus programmierbaren Widerständen oder einem einstellbaren Kondensator besteht. Der Messbereich kann somit individuell angepasst werden, allerdings können dort nur Sensoren angeschlossen werden, die nicht bereits in Brückenform vorliegen und nur diejenigen, die keinen Spannungsausgang besitzen.

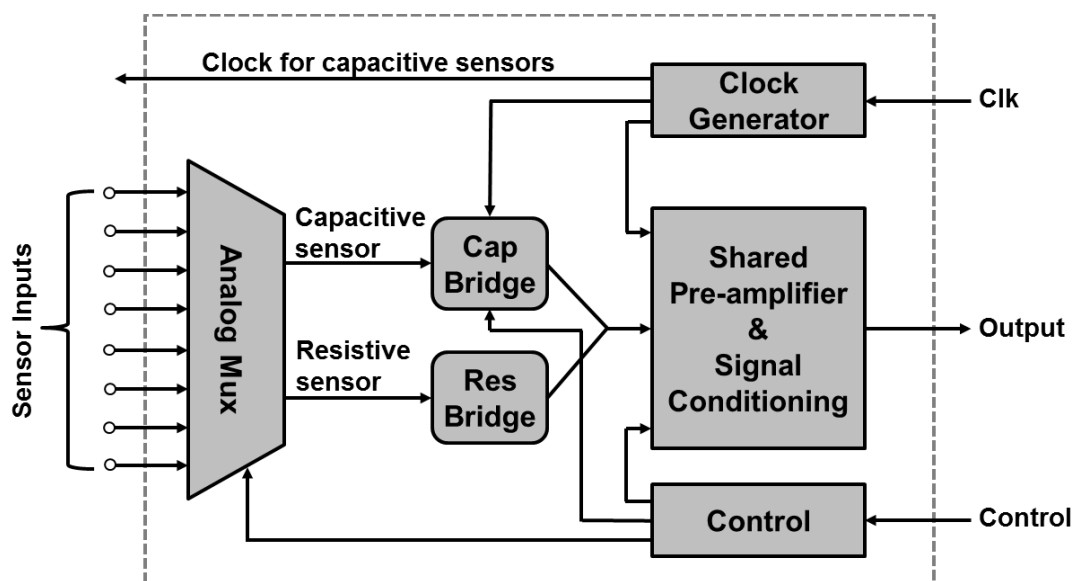


Abbildung 2-12

Multi-Sensor-Interface der Michigan State University [55]

2.3.2 Albert-Ludwigs-Universität Freiburg

Auf Basis zweier Field Programmable Analog Arrays (FPAAs) wurde an der Albert-Ludwigs-Universität Freiburg das rekonfigurierbare Sensor-Interface UPSI entwickelt [56]. Die eingesetzten FPAAs bestehen aus einer Anordnung diverser analoger Grund-

Schaltungen, die für unterschiedliche Funktionen programmiert und konfiguriert werden können. So wurde unter Einbeziehung weiterer Bauelemente ein analoges Front-End geschaffen, welches durch seine Rekonfigurierbarkeit verschiedene Arten von Sensoren unterstützen kann. Darunter fallen Strom-, Spannungs-, resistive und kapazitive Sensoren. Da hier allerdings zwei FPAA-Chips sowie einige Komponenten zur externen Beschaltung verwendet wurden, erfolgte die Realisierung des UPSI lediglich als Platine und nicht als IC-Baustein.

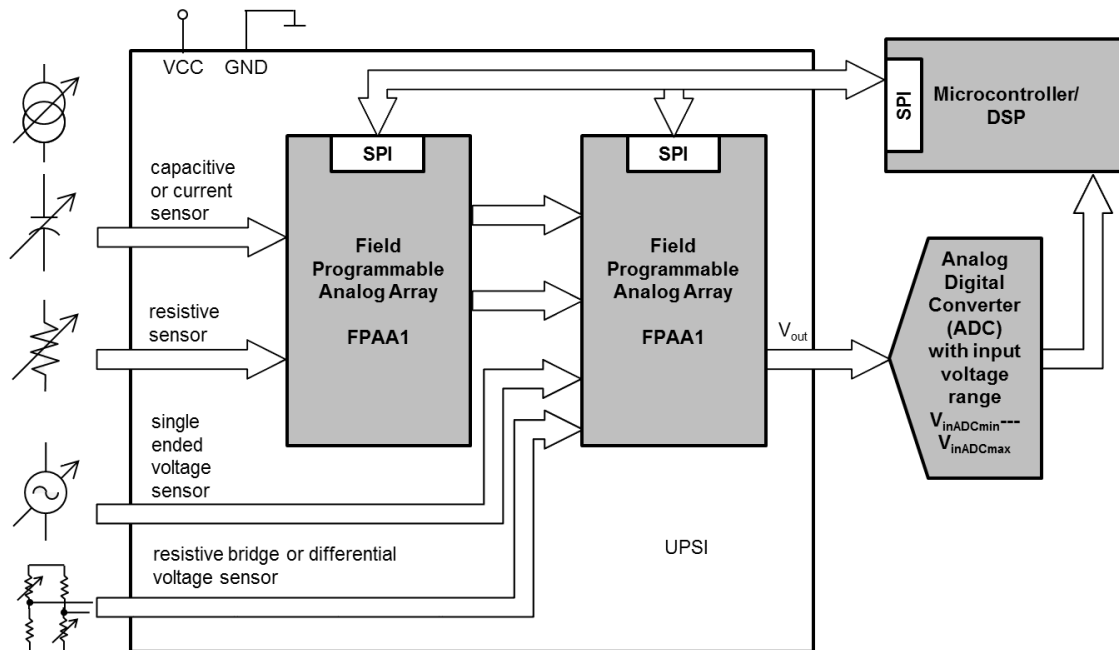


Abbildung 2-13
 Blockdiagramm der UPSI-Platine [56]

2.3.3 Technische Universität Kaiserslautern

Im Kontext einer bereits erwähnten früheren Doktorarbeit wurden zwei ICs namens FPMA1 bzw. FPMA2 entwickelt [6]. Diese sind jeweils aus mehreren unterschiedlichen Operationsverstärkern und einem Instrumentierungsverstärker aufgebaut, wobei jede Verstärkerschaltung wiederum aus programmierbaren Einzelementen besteht. Die Weite eines jeden eingesetzten Transistors beispielsweise ist zwischen $1\mu\text{m}$ und $258\mu\text{m}$ einstellbar, womit die Schaltungen im Hinblick auf jeden beliebigen Parameter optimiert werden können. Diese Art der Rekonfigurierbarkeit bietet ein hohes Maß an Flexibilität und erlaubt eine spezifische Abstimmung auf verschiedene Sensoren. Außerdem ist eine dynamische Justierung möglich, wodurch Anwendungen im Bereich der Self-x Systeme realisierbar sind. Der Funktionsumfang für Sensorsysteme ist allerdings durch die vorhandenen Verstärkerschaltungen auf Spannungseingänge beschränkt.

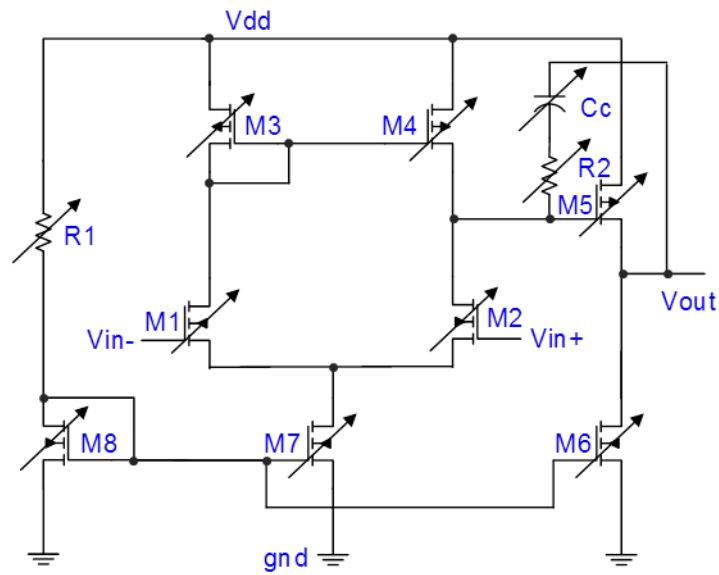


Abbildung 2-14
 Operationsverstärker des FPMA2 mit einzeln programmierbaren Bauelementen [6]

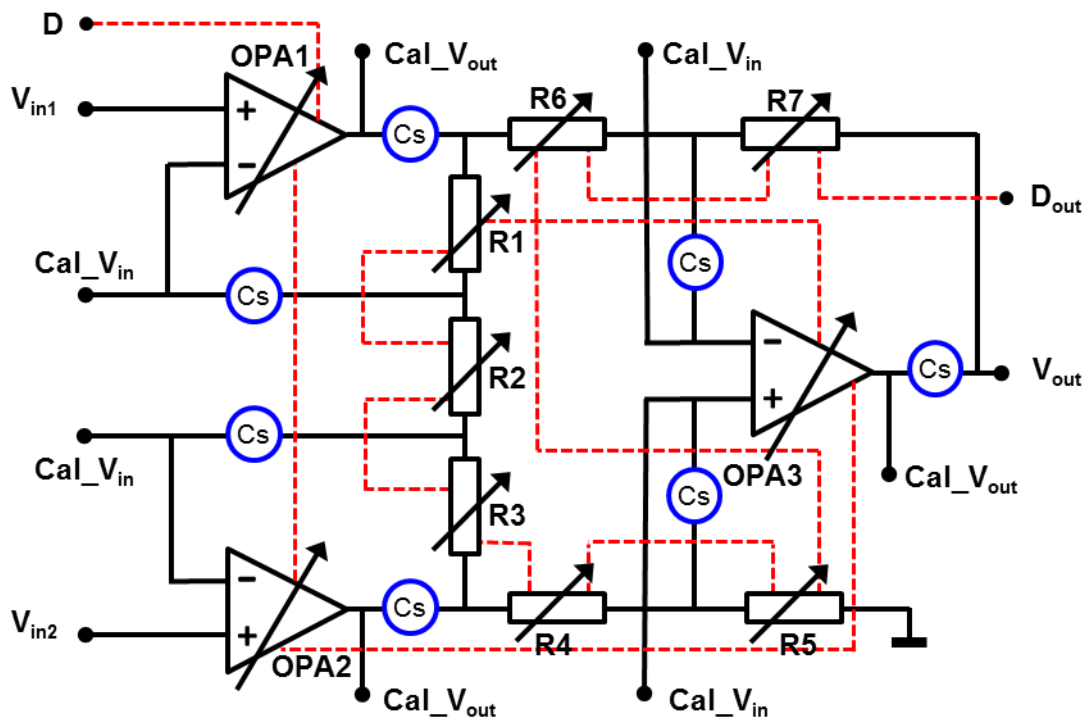


Abbildung 2-15
 Rekonfigurierbarer Instrumentierungsverstärker des FPMA2 [6]

2.4 Universal-Messverstärker

2.4.1 HBM QuantumX

Unter der Bezeichnung QuantumX vertreibt die Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH mehrere Messverstärker für verschiedene Anwendungen. Das beispielhaft betrachtete Modell QuantumX MX440A [57] ist ein vierkanaliger Universalmessverstärker, dessen Kanäle individuell für mindestens zwölf verschiedene Arten von Aufnehmern konfiguriert werden können, welche über D-Sub Steckverbinder angeschlossen und versorgt werden. Jeder Kanal enthält einen eigenen 24 Bit ADC und kann mit einer Messrate von 19,2 kHz ausgelesen werden. Mittels einer FireWire- oder Ethernet-Verbindung muss das System, wie üblicherweise alle Universal-Messverstärker, mit einem PC verbunden werden. Deshalb und aufgrund ihrer Größe sind Geräte dieser Art im Bereich der eingebetteten Systeme jedoch nicht relevant.

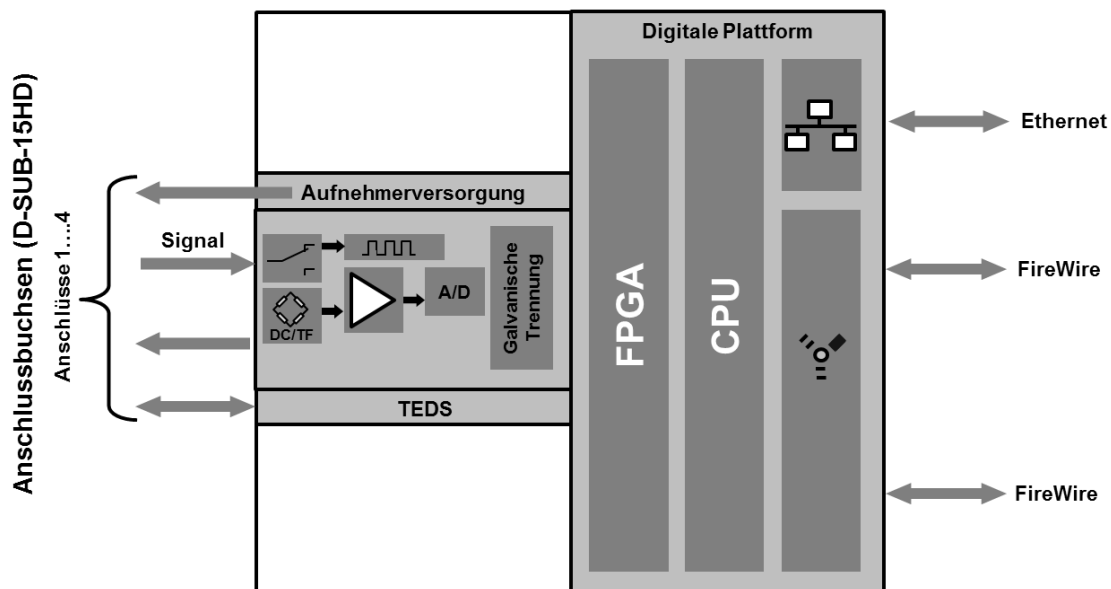


Abbildung 2-16

Blockschaltbild des HBM QuantumX MX440A [57]

2.4.2 DEWESoft SIRIUS

Das Sirius-System [58] der Firma DEWESoft ist ein Messverstärker mit acht oder optional mehr Eingangskanälen. Über verschiedenen Steckverbindungen kann ein sehr breites Spektrum an Sensoren, ähnlich dem des QuantumX, angeschlossen werden. Jeder Kanal enthält dabei zwei 24 Bit ADCs, denen jeweils ein Verstärker mit unterschiedlicher Verstärkung vorgeschaltet ist, was den Messbereich erweitert und eine Überschrei-

tung durch das Eingangssignal verhindern soll. Angeschlossene Sensoren können nicht nur mittels Gleichstrom oder -spannung versorgt werden, sondern auch mittels programmierbarer mathematischer Funktionen. Über USB wird das System mit dem PC verbunden.

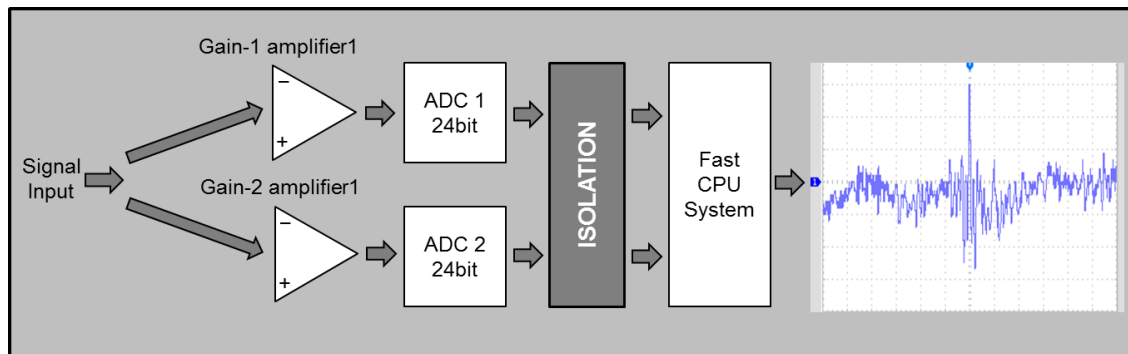


Abbildung 2-17

Prinzip des erweiterten Messbereichs beim DEWESoft Sirius durch Verwendung von zwei ADCs pro Kanal [58]

2.5 Schlussfolgerung

Die Evaluierung vorhandener Sensor-Schnittstellen zeigt die Existenz verschiedener Produkte, deren Funktionalität über eine rein spezifische Anwendbarkeit hinausgeht. Dennoch weisen sämtliche Systeme ein eingeschränktes Funktionsspektrum und weitere Nachteile auf. Viele ICs sind einkanalig, das bedeutet, sie können nur in Verbindung mit einem einzelnen Sensor verwendet werden. Zur Ausgabe eines analogen Messwertes wird das ohnehin analoge Signal häufig zweifach gewandelt, da die Verarbeitung im digitalen Bereich erfolgt. Zudem sind einige ICs auf externe Bauteile angewiesen. Generell ist nur die Anbindung weniger verschiedener Sensortypen möglich, lediglich das Smartec UTI kann neben Spannungs- oder Widerstandsänderungen auch Kapazitäten auslesen. Ausgenommen sind diskrete Messverstärker, deren offensichtlicher Nachteil ihre Größe ist. Auch aus dem Bereich der Forschung vorgestellte Multi-Sensor-Schnittstellen sind trotz ihrer hohen Adaptivität nur eingeschränkt einsetzbar oder nur als Platine zu realisieren. Es existiert keine universelle Single-Chip Lösung, die mehrere Sensoren gleichen oder unterschiedlichen Typs zur Messung von Spannung, Widerstand, Strom, Kapazität, Induktivität und Impedanz gleichzeitig aufnehmen kann, dabei selbstkalibrierend und konfigurierbar ist, analoge Signale nicht zweifach wandelt, keine externen Bauelemente benötigt und zudem für Low-Power Anwendungen geeignet ist. Diese Lücke eines generischen Bausteins, welcher unter anderem im Rapid-Prototyping

von großem Vorteil wäre, soll mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten universellen Sensorinterface-IC geschlossen werden. Im Fokus steht dabei die Anwendbarkeit in hoch adaptiven SiPs sowie die Erweiterung der Eigenschaften durch Integration von MEMS- und Hochvolt-Technologie, was bisher keines der vorhandenen Systeme bietet.

3. Entwicklung der Grundbausteine und Messverfahren

3.1 Analyse und Entwicklung erforderlicher Elemente

Für die zu entwickelnde Schnittstelle bedarf es an relevanter Stelle sehr funktionsgenauer Elemente. Die Verwertbarkeit des zu entwickelnden Chips hängt daher wesentlich von der Messgenauigkeit und Qualität der verwendeten Grundbausteine ab. Deren Qualitätsniveau ist ausschlaggebend für eine präzise Funktion und brauchbare Ergebnisse. Im Folgenden werden die Entwicklung grundlegender Zellen und einiger Messverfahren dargestellt sowie gängige Messverfahren erläutert, welche später im universellen Sensorinterface zur Anwendung kommen. Maßgebend neu entwickelt wurden ein Instrumentierungsverstärker, Schaltungen zur Erzeugung gleich- und wechselförmiger Referenzgrößen, eine einfache selbstkompensierte Kapazitätsmessung sowie Verfahren zur Messung der Temperatur von Chip und Sensorik einschließlich der Temperaturkompensation. Im Wesentlichen werden Messverfahren für Spannung, Strom, Widerstand, Induktivität, Impedanz und Kapazität untersucht. Im Rahmen der Analyse und Darstellung von Grundbausteinen werden Instrumentierungsverstärker, Referenzspannungen und -ströme, wechselförmige Referenzgrößen, Chip-Temperatur, Sensorik-Temperatur, Temperaturkompensation und Flip-Schaltung subsumiert. Es handelt sich dabei um vorausgehende Untersuchungen, die im Rahmen der Entwicklung einzelner Schaltungsblöcke durchgeführt wurden.

3.2 Messverfahren für Spannung, Strom und Widerstand

Fundamentale Größen wie Spannung, Strom und Widerstand zu messen, kann auf recht einfache Weise mit Hilfe eines Differenzverstärkers geschehen. Die Güte der Messung hängt dabei wesentlich von der Qualität des ausgewählten Verstärkers ab. Da die aufgezählten Verfahren in der generischen Sensor-Schnittstelle zum Einsatz kommen, ist auf den Differenzverstärker ein besonderes Augenmerk zu legen. Der Instrumentierungsverstärker, welcher zu diesem Zweck eigens entwickelt wurde, ist in Kapitel 3.5 beschrieben.

Das Auslesen von Spannung kann naturgemäß direkt mittels des Differenzverstärkers erfolgen (Abbildung 3-1). Da die Eingangsgröße des Verstärkers Spannung ist, müssen sowohl Ströme als auch Widerstände in einen entsprechenden Spannungswert umgewandelt werden. Für Ströme nutzt man dazu üblicherweise einen Shunt, also einen geringen Widerstand, über welchen der zu messende Strom geleitet wird. Der Shunt sollte möglichst klein sein, um den Einfluss auf die Messgröße minimal zu halten. Der Strom

erzeugt dort einen Spannungsabfall, welcher dann vom Verstärker ausgelesen werden kann (Abbildung 3-2). Ähnlich funktioniert die Messung von Widerständen. Hierzu wird der Widerstand von einem bekannten Referenzstrom durchflossen, wodurch eine zur Messgröße proportionale Spannung entsteht (Abbildung 3-3). Der Messbereich ist jeweils vom Eingangsspannungsbereich des Verstärkers, dem Verstärkungsfaktor sowie dem Widerstand des Shunts bzw. der Größe des Referenzstroms abhängig.

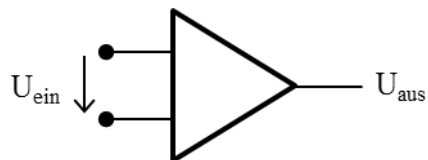


Abbildung 3-1
Auslesen von Spannung mittels eines Differenzverstärkers

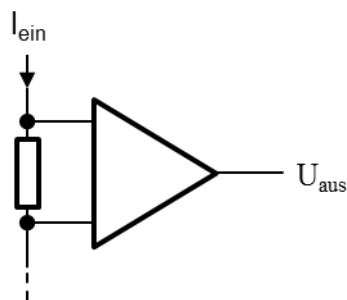


Abbildung 3-2
Messung von Strom anhand eines Differenzverstärkers mit Shunt

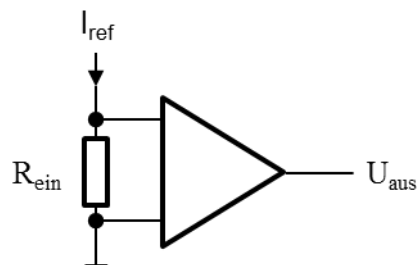


Abbildung 3-3
Widerstandsmessung mit Referenzstrom und Differenzverstärker

3.3 Messung von Induktivitäten und Impedanzen

Nachfolgende Erläuterungen beruhen auf der Annahme idealer Bauteile, was bedeutet, dass parasitäre Effekte hier vernachlässigt werden. In der Praxis können beispielsweise die Induktivität der Leitungen, der ohmsche Widerstand einer Spule oder Kapazitätsbelege die Messergebnisse beeinflussen.

Grundsätzlich kann die Messung von Induktivitäten und Impedanzen erfolgen, indem das Messelement mit einer Wechselspannung angeregt wird und der sich einstellende Strom gemessen wird. Um den Betrag der Impedanz Z zu bestimmen, genügt es, den Quotienten aus den Effektivwerten von Spannung U_{eff} und Strom I_{eff} zu bilden:

$$Z = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} \quad (3-1)$$

Bei der Messung des Stroms kann wie in Kapitel 3.2 beschrieben vorgegangen werden, indem die Impedanz einem niederohmigen Widerstand vorgeschaltet wird, wie in Abbildung 3-4 dargestellt. Handelt es sich bei dem zu messenden Objekt um eine Induktivität L , so kann diese aus der Impedanz rechnerisch bestimmt werden, da sich die Impedanz aus dem ohmschen Widerstand R und der Reaktanz X zusammensetzt:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (3-2)$$

Für eine Induktivität ist die Reaktanz $X = \omega L$, woraus folgt:

$$L = \frac{1}{2\pi f} \cdot \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (3-3)$$

Wie eingangs erwähnt, ist hierbei ist zu beachten, dass in den Wert von R zusätzlich zum Messwiderstand die Leitungs- und Anschlusswiderstände einfließen und auch Z sowohl parasitäre induktive als auch kapazitive Anteile enthalten kann.

Auf die gleiche Weise kann unter der Annahme $X = 1/\omega C$ auch eine Kapazität C bestimmt werden. Zur Kapazitätsmessung wird jedoch im folgenden Kapitel eine praktikablere Methode erläutert.

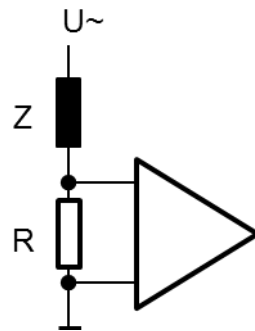


Abbildung 3-4

Impedanzmessung durch Anregung mit einer Wechselspannung und Messen des Stroms über einen Widerstand

Alternativ zur beschriebenen Vorgehensweise kann der Strom für die Impedanzmessung auch mit Hilfe eines Transimpedanzverstärkers gemessen werden, der den Strom in eine Spannung umwandelt (I-U-Verstärker). Dazu wird die Impedanz dem negativen Eingang eines Operationsverstärkers vorgeschaltet, welcher eine Rückkopplung mit Widerstand enthält, wodurch die Verstärkung eingestellt wird. Dieses Prinzip wird im Impedanzkonverter AD5933 [59] von Analog Devices eingesetzt und ist in Abbildung 3-5 zu sehen. Variiert man die Frequenz der angelegten Wechselspannung, so kann die Impedanz über ein Spektrum gemessen und somit eine Impedanzspektroskopie realisiert werden.

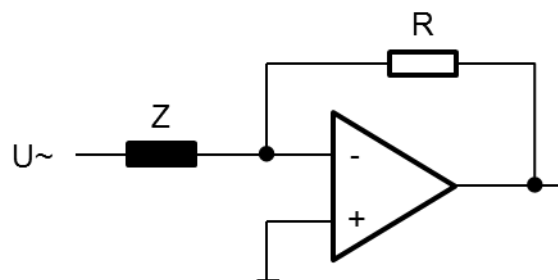


Abbildung 3-5

Impedanzmessung mittels eines Transimpedanzverstärkers

3.4 Kapazitätsmessung

Die hier beschriebene Methode zur Kapazitätsmessung beruht prinzipiell auf einem bekannten Verfahren, welches um eine Selbst-Kompensation erweitert wurde [60]. Eine Kapazität kann bestimmt werden, indem sie mit einem konstanten Strom I_{ref} aufgeladen wird, bis ein bestimmter Spannungswert U_{ref} erreicht ist. Anhand der dafür benötigten Zeit t kann der Wert der Kapazität C berechnet werden:

$$C \cdot U_{ref} = Q = I_{ref} \cdot t \quad \Rightarrow \quad C = \frac{I_{ref} \cdot t}{U_{ref}} \quad (3-4)$$

Die Messgröße wird in eine zeitliche Größe transformiert. Zum Vergleich des Spannungswerts am Kondensator mit der Referenzspannung U_{ref} kann ein Komparator verwendet werden. Da dies ein nichtideales Bauteil ist, wird der Spannungsvergleich durch die Eingangs-Offsetspannung des Komparators verfälscht. Um diesen Fehler zu kompensieren, kann die Kapazitätsmessung in zwei Phasen durchgeführt werden. Die erste Phase dient der Offset-Kalibrierung, wobei die Messkapazität selbst genutzt wird, um den Offsetwert auszulesen und zu speichern. In der zweiten Phase erfolgt dann die eigentliche Messung, in welcher das Messelement die Offsetspannung des Komparators korrigiert. Als Komparator sollte bei dieser Vorgehensweise ein Operationsverstärker genutzt werden, um die Rückkopplungsstabilität zu gewährleisten. Phase 1 ist in Abbildung 3-6 veranschaulicht. Der Operationsverstärker wird wie bei klassischen Auto-Zero Verfahren als Spannungsfolger geschaltet und die Messkapazität mit der Rückkopplung bzw. dem negativen Eingang des Verstärkers verbunden. Der zweite Pol des Kondensators wird, genau wie der positive Verstärkereingang, auf Masse gelegt, sodass an der Kapazität die Offsetspannung anliegt. In Phase 2 werden Kondensator und Verstärker in Messkonfiguration geschaltet (Abbildung 3-7). Der Kontakt der Kapazität am negativen Eingang des Verstärkers wird nun zusätzlich an eine Konstantstromquelle angeschlossen. Je nach Vorzeichen des Referenzstroms wird dabei der andere Pol, welcher zuvor auf Masse lag, entweder mit der positiven oder der negativen Versorgungsspannung verbunden, während am positiven Verstärkereingang eine Referenzspannung angelegt wird. Der Kondensator ist nun mit der Offsetspannung vorgeladen und wird durch den Strom so lange weiter aufgeladen, bis der negative Eingang den Wert der Referenzspannung zuzüglich des Offsets erreicht hat. Im Fall von Abbildung 3-7 liegt dann aufgrund der Verbindung zur positiven Betriebsspannung am Kondensator die Spannung $U_{dd} - U_{ref}$ an. Bei Unterschreiten dieser Spannung schaltet der Ausgang des jetzt als Komparator fungierenden Operationsverstärkers den Logikpegel um. Dieser Logikpegel wird als Trigger für die Zeitmessung genutzt, um die Dauer von Beginn der Phase 2 bis zum Erreichen der Umschaltspannung zu bestimmen. Die Zeitmessung kann beispielsweise mittels eines präzisen periodischen Taktsignals sowie eines Zählers erfolgen, der die Taktpulse bis zum Umschalten des Trigger-Signals zählt. Dies hat den Vorteil, dass der Messwert direkt in digitaler Repräsentation vorliegt, ohne dass eine Wandlung des

Ausgangssignals erforderlich ist. Der Messbereich des beschriebenen Verfahrens bestimmt sich dann aus der Referenzspannung, dem Wert des Stroms, der Taktfrequenz und der Zählergröße. Aufgrund der Selbst-Kompensation ist es möglich, präzise Messungen selbst mit einem einfachen Operationsverstärker durchzuführen. Die schaltungstechnische Umsetzung des Prinzips ist in Abbildung 3-8 dargestellt.

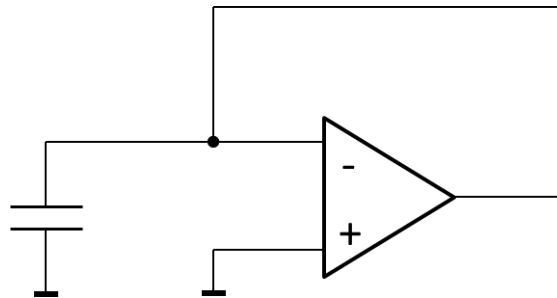


Abbildung 3-6

Speichern der Offsetspannung auf dem Messelement in Phase 1 der Kapazitätsmessung

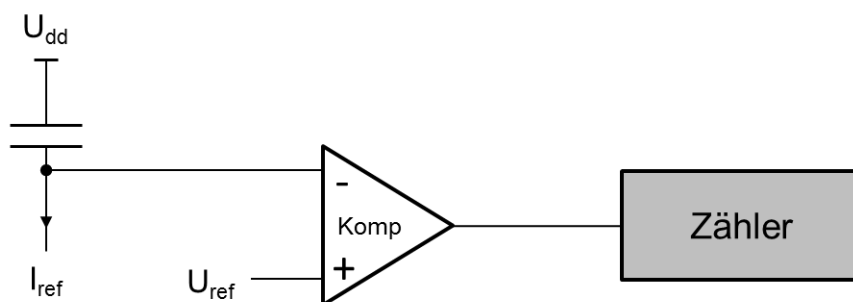


Abbildung 3-7

Kompensierte Kapazitätsmessung in Phase 2

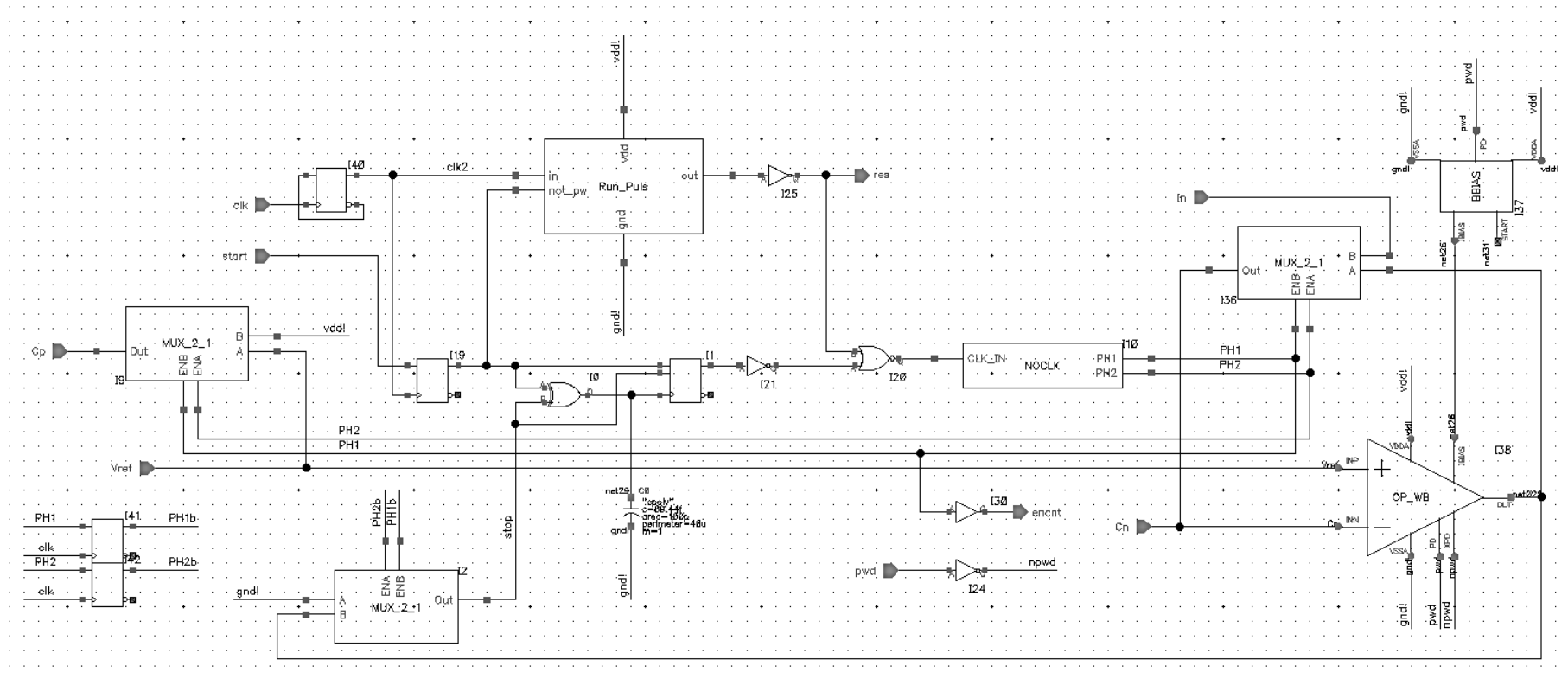


Abbildung 3-8
 Realisierung des Prinzips der selbstkompensierenden Kapazitätsmessung auf Schaltplan-Niveau

3.5 Instrumentierungsverstärker

Der Instrumentierungsverstärker fungiert bei vielen der aufgeführten Messverfahren als zentrales Element und ist damit maßgeblich für die Präzision der gesamten Sensorschnittstelle verantwortlich. Er soll flexibel genug zur Adaption der verschiedenen Messverfahren sein und gleichzeitig hochgenau. Zu diesem Zweck wurde eigens ein rekonfigurierbarer Präzisions-Instrumentierungsverstärker entworfen [61] [62], welcher nahezu unverändert in der dedizierten Schnittstelle implementiert wurde. In dieser Schaltung wird eine Auto-Zero Methode eingesetzt, welche erlaubt, das Eingangssignal ohne Bandbreitenbegrenzung zu verarbeiten. Der Instrumentierungsverstärker setzt sich dabei aus verschiedenen Operationsverstärkern zusammen, wobei der eigentliche Hauptverstärker auf einem Indirect-Current-Feedback [63] Konzept basiert und von zwei zusätzlichen Verstärkern offsetkompensiert wird. Die gesamte Instrumentierungsverstärker-Anordnung besitzt eine variable Verstärkung von eins bis hundert, welche ohne externe Widerstände eingestellt wird. Weiterhin ist die Gleichtaktausgangsspannung programmierbar, um beispielsweise das Ausgangssignal an einen nachfolgenden Analog-Digital-Wandler anzupassen. Zusätzlich wurde ein Energiesparmodus implementiert, sodass der Verstärker im Leerlauf eine sehr geringe Verlustleistung von weniger als $2 \mu\text{W}$ aufweist.

Klassische Instrumentierungsverstärker basieren auf einem Aufbau aus zwei oder drei Operationsverstärkern (Abbildung 3-9), wobei je nach Anwendung teilweise die Verstärkung eingestellt werden kann (vgl. Kapitel 2.2). Um die Eingangsoffsetspannung zu reduzieren und damit die Genauigkeit des Verstärkers zu erhöhen, existieren zwei gängige Methoden. Die erste wird unter anderem im PGA280 eingesetzt und als Choppern bezeichnet. Bei diesem Ansatz wird die Offsetspannung in eine Wechsellspannung höherer Frequenz moduliert und anschließend mittels eines Tiefpassfilters entfernt. Nachteilig an dieser Vorgehensweise ist jedoch, dass die Frequenz des Eingangssignals und damit die Bandbreite des Verstärkers durch die Modulationsfrequenz begrenzt wird. Die zweite Methode ist das Auto-Zero Verfahren und besteht darin, die Offsetspannung in regelmäßigen zeitlichen Abständen auszulesen und auf einem Kondensator zu speichern. Anschließend wird die Kondensatorspannung dann vom Nutzsignal subtrahiert. Diese Technik kommt z. B. im INA333 und im MAX4280 zum Einsatz.

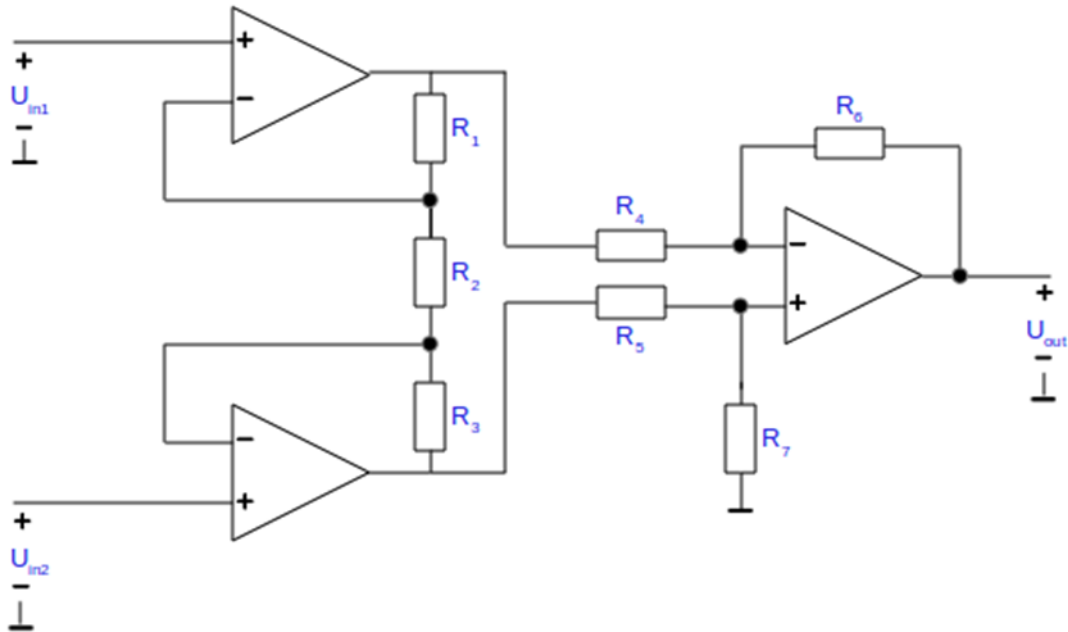


Abbildung 3-9

Konventioneller Aufbau eines Instrumentierungsverstärkers aus drei Operationsverstärkern

Für den Instrumentierungsverstärker der universellen Sensorschnittstelle wurde eine selbst-kalibrierende Schaltung entwickelt, die eine Erweiterung des Auto-Zero Verfahrens darstellt, sodass Offset und Drift minimiert werden und ein temperaturunabhängiges Verhalten der Gesamtschaltung erzielt wird. Der Aufbau basiert auf mehreren Operationsverstärkern, wobei der eigentliche Hauptverstärker ein gefalteter Kaskodenverstärker mit einer AB Rail-to-Rail Ausgangsstufe ist. Er bedient sich dabei des Indirect-Current-Feedback Prinzips [63], was bedeutet, dass der Verstärker vier statt nur zwei Eingänge besitzt, von denen zwei als differentieller Signaleingang dienen und die übrigen zwei mit einer Rückkopplung verbunden sind, über welche auch die Verstärkung festgelegt wird. Das Funktionsprinzip wird in Abbildung 3-10 erläutert und erklärt sich folgendermaßen: sobald zwischen U_{in+} und U_{in-} eine positive Potentialdifferenz auftritt, reduziert sich der Strom I_{+1} , was solange zu einer Erhöhung der Ausgangsspannung U_{aus} führt, bis I_{+2} um den gleichen Betrag ansteigt, um den I_{+1} gesunken ist. Folglich sind $U_{fb+} = U_{in-}$ und $U_{fb-} = U_{in+}$. Die Verstärkung bestimmt sich aus den Widerständen R_1 und R_2 :

$$\frac{U_{aus}}{U_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (3-5)$$

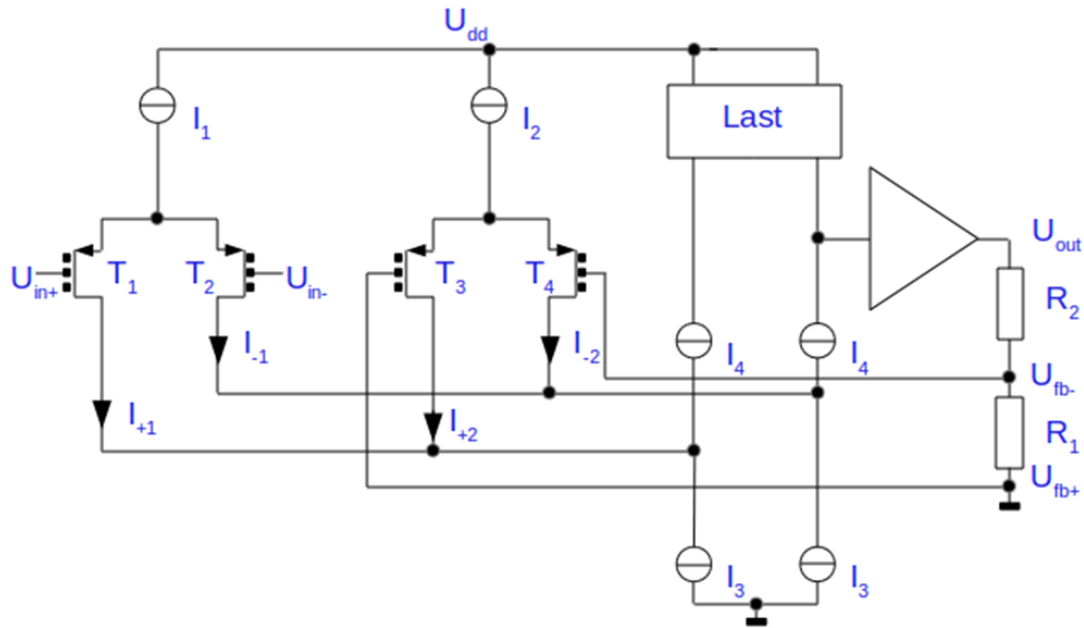


Abbildung 3-10

Prinzip des Hauptverstärkers mit Indirect-Current-Feedback Topologie

Da die Schaltung bislang keine Fähigkeit zur Offset-Kompensation aufweist, wird sie um eine weitere, parallel geschaltete, differentielle Eingangsstufe ergänzt. Über die zusätzlichen Eingänge kann anhand einer Steuerspannung die Eingangsoffsetspannung eingestellt werden. Das vollständige Schaltbild des Hauptverstärkers ist in Abbildung 3-11 zu sehen. Die Kompensation der Offsetspannung erfolgt nun, indem der entsprechende Wert an den Kompensationseingängen angelegt wird. Eine Möglichkeit wäre, wie beim klassischen Auto-Zero-Verfahren, einen an die Eingänge geschalteten Kondensator in einer Nullungsphase mittels einer Rückkopplung auf den Offsetwert aufzuladen, was jedoch den Nachteil hätte, dass der Verstärkerbetrieb unterbrochen würde und somit keine kontinuierliche Messung möglich wäre. Stattdessen werden zwei Verstärker des beschriebenen Typs mit Auto-Zero-Funktion eingesetzt, um alternierend in zwei nicht-überlappenden Phasen die Offsetspannung des Hauptverstärkers auszulesen und zu kompensieren (Abbildung 3-12). Während ein Verstärker im offsetfreien Zustand den Hauptverstärker kompensiert, befindet sich der andere in der Auto-Zero-Phase, um seine eigene Eingangsoffsetspannung zu neutralisieren. Beide Verstärker sind dabei mit Eingang und Rückkopplung des Hauptverstärkers verbunden. Sie vergleichen den Eingang $U_{in+} - U_{in-}$ mit der Spannung über R_1 und regeln ihre Ausgangsspannung, bis beide Werte gleich sind. Aufgrund der Schaltvorgänge weist das Ausgangssignal des Hauptverstärkers, wie auch bei anderen getakteten Kompensationstechniken, transiente Spannungsspitzen auf. Aber im Gegensatz zu klassischen Auto-Zero-

und Chopper-Verstärkern bietet das beschriebene Verfahren den Vorteil, das Eingangssignal ohne Bandbreitenbegrenzung und Aliasing-Effekte verarbeiten zu können. Die Gesamtschaltung verhält sich dabei wie ein Instrumentierungsverstärker mit kontinuierlicher, selbstständiger Kalibrierung der Offsetspannung.

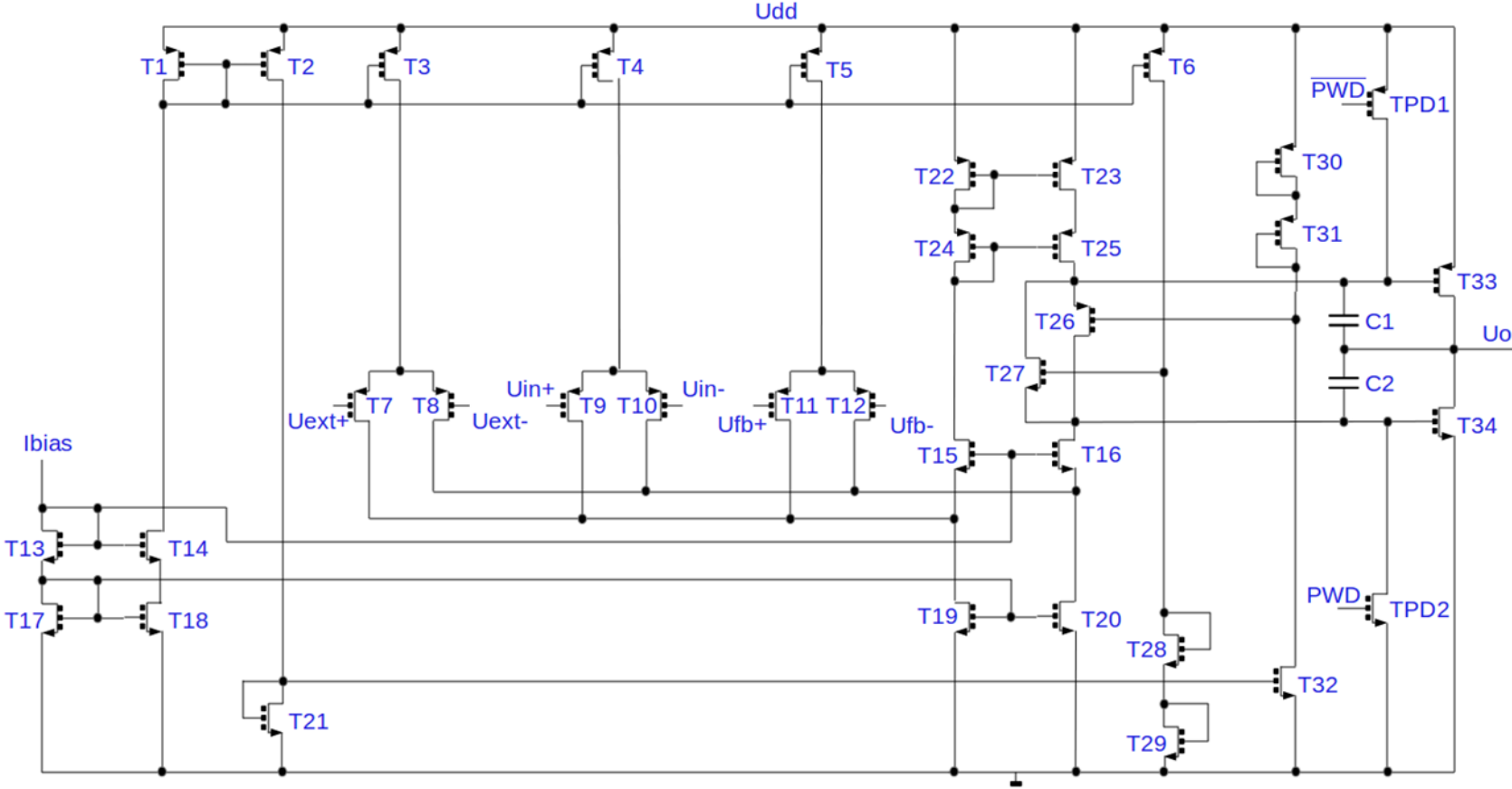


Abbildung 3-11
Schaltplan des Hauptverstärkers mit drittem Differenzeingang zur Offset-Kompensation

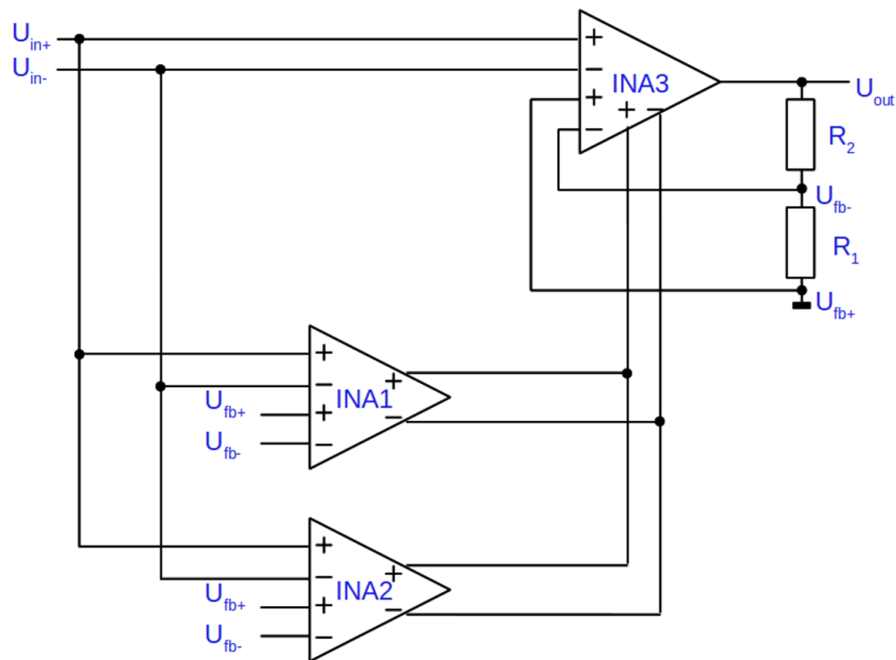


Abbildung 3-12

Instrumentierungsverstärker mit Offsetkompensation durch zwei Auto-Zero Verstärker

Die Betriebsspannung liegt für die verwendete CMOS-Technologie bei 3,3 V, was für den Instrumentierungsverstärker bedeutet, dass sich seine Ausgangsspannung im Normalfall um eine Gleichtaktspannung von 1,65 V bewegt. Aufgrund des Anspruchs, den Verstärker äußerst flexibel zu gestalten, damit er mit verschiedenen Bauteilen mit möglicherweise unterschiedlichen Anforderungen zusammen betrieben werden kann, ist es vorteilhaft, wenn die Gleichtaktausgangsspannung verstellbar ist. Ein Beispiel solcher Bauteile sind ADCs, deren Eingangsbereich durch die richtige Konfiguration von Gleichtaktspannung und Verstärkung optimal ausgenutzt wird. Dieses Prinzip wird bereits im SX8725 angewendet [23], jedoch mit statischer Konfiguration. Hier wurde zu diesem Zweck eine Schaltung entworfen, welche eine dynamisch programmierbare Ausgangsspannung liefert und dem Instrumentierungsverstärker als künstliche Masse zur Verfügung stellt. Die Schaltung ist dem Instrumentierungsverstärker sehr ähnlich, wobei der Hauptunterschied im Widerstandsnetzwerk liegt, was hier eine gröbere Unterteilung aufweist. Am positiven Eingang ist eine gegenüber Temperaturänderungen unempfindliche Konstantspannungsquelle angeschlossen (vgl. Kapitel 3.6), während der negative Eingang auf Masse liegt. Durch Verstellen des Abgriffs am Widerstandsnetzwerk lassen sich neun verschiedene temperaturunabhängige Gleichspannungen einstellen, deren Wert von der Konstantspannungsquelle abhängt und im Idealfall zwischen ca. 1,2 V und 2,1 V liegt. Auch die Variation der Widerstände mit der Temperatur ist ver-

nachlässigbar, wenn man davon ausgeht, dass alle Widerstände die gleiche Temperatur besitzen. Der Spannungsausgang und auch der Ausgang des Instrumentierungsverstärkers werden nämlich nur durch das Verhältnis der Widerstände bestimmt und nicht durch deren absolute Werte. Die Gesamtschaltung des Instrumentierungsverstärkers mit verstellbarer Gleichtaktspannung ist in Abbildung 3-13 dargestellt.

Die Simulation des Instrumentierungsverstärkers ohne einstellbare Gleichtaktspannung ergab für den nominalen Fall eine Offsetspannung von lediglich $1,6 \mu\text{V}$ (Abbildung 3-14), bei Simulationen über einen Temperaturbereich von -45°C bis 125°C und bei einer Monte-Carlo Analyse lag sie noch unter $30 \mu\text{V}$. Zusammen mit der Schaltung zur Einstellung der Gleichtaktspannung ergaben sich ca. $100 \mu\text{V}$. Weitere simulierte Spezifikationen können Tabelle 3-1 entnommen werden. Im Vergleich zum ursprünglichen Entwurf [61] wurde die Widerstandskette am Ausgang des Instrumentierungsverstärkers zwar mit identischen Widerstandswerten, jedoch physikalisch geringerer Dimensionierung implementiert (Abbildung 3-15). Dies führt zwar zu einer leicht erhöhten Anfälligkeit gegenüber Prozessschwankungen, allerdings wies die Post-Layout Simulation für den verwendeten $0,35 \mu\text{m}$ CMOS Prozess instabiles Verhalten auf, was auf die parasitäre Kapazität der Widerstände zurückzuführen war. Durch Reduzieren der Fläche wurde die parasitäre Kapazität verringert und damit die Schaltung stabilisiert.

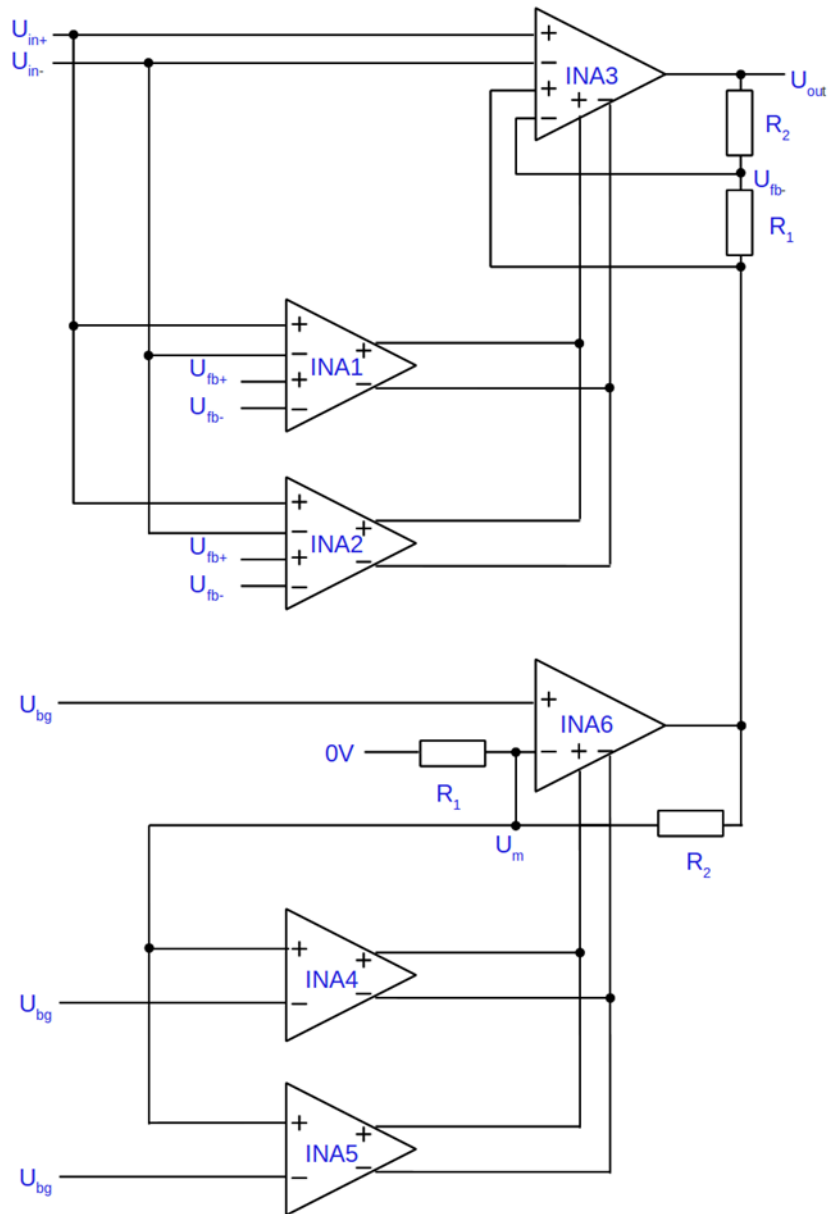


Abbildung 3-13
Schematische Darstellung des gesamten Instrumentierungsverstärkers mit Schaltung zur Erzeugung verstellbarer Gleichtaktausgangsspannungen

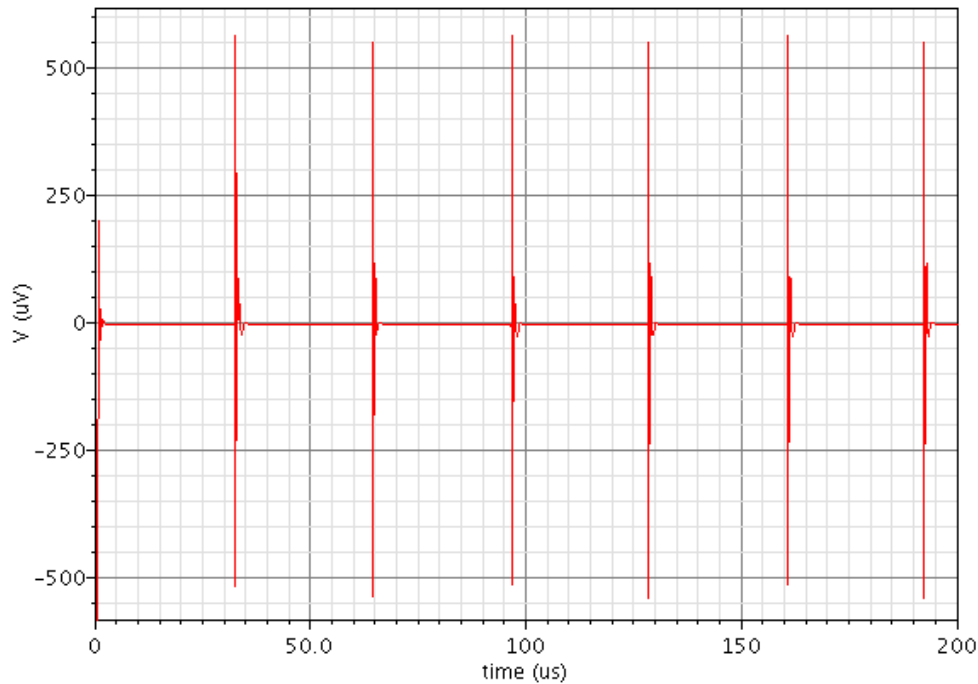


Abbildung 3-14

Nominale Simulation der Offsetspannung von $1,6 \mu\text{V}$. Die Spannungsspitzen bei der Auto-Zero-Frequenz resultieren aus den Umschaltvorgängen zwischen den beiden Kompensationsverstärkern

Eigenschaft	Simulationsergebnis
Eingangsoffsetspannung	$\approx 100 \mu\text{V}$
Temperatur-Drift	$3 \text{ nV}/^\circ\text{C}$
Gleichtaktunterdrückung	$> 110 \text{ dB}$
Leistungsaufnahme im Betrieb	$29,4 \text{ mW}$
Leistungsaufnahme im Ruhemodus	$< 2 \mu\text{W}$
Aktivierungsdauer aus Ruhemodus	$6 \mu\text{s}$
Aussteuerbereich	$2,5 \text{ mV} - 2,97 \text{ V}$
Flankensteilheit	$1,89 \text{ V}/\mu\text{s} (+), 0,47 \text{ V}/\mu\text{s} (-)$
Eingangsspannungsbereich	$U_{\text{ref}} \pm 150 \text{ mV}$
Bandbreite (Verstärkung 100)	$101,66 \text{ kHz}$
Spektrale Eingangsrauschdichte	$276 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Tabelle 3-1

Spezifikationen aus der statistischen und Worst-Case Simulation des Instrumentierungsverstärkers mit konfigurierbarem Ausgangsbereich und einer Last von 500Ω und 25 pF bei $3,3 \text{ V}$ Versorgung

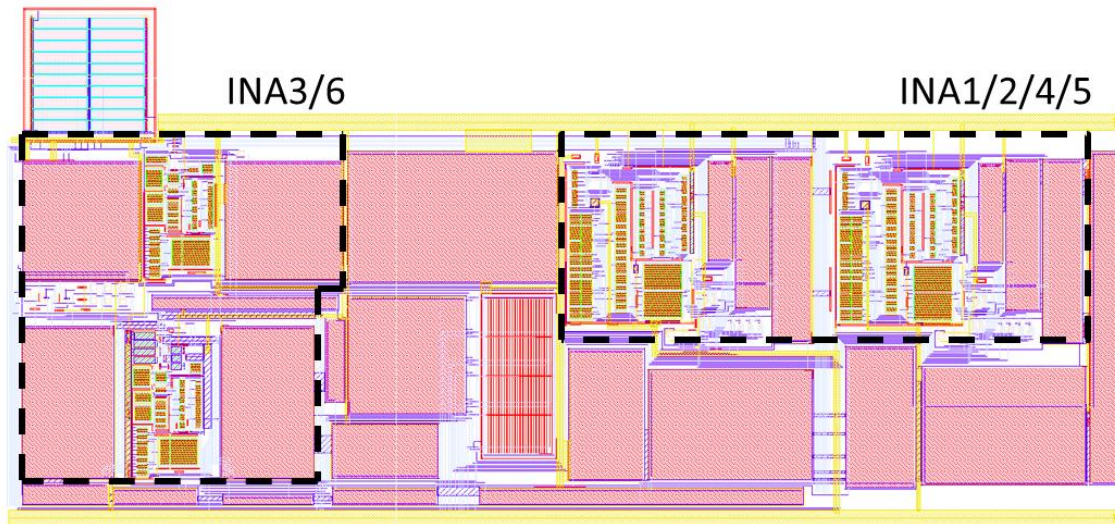


Abbildung 3-15

Layout des Instrumentierungsverstärkers in $0,35 \mu\text{m}$ CMOS Technologie mit angepasster Dimensionierung des Widerstandsnetzwerks (oben links), die Fläche beträgt ca. $0,42 \text{ mm}^2$. Die einzelnen Verstärkerschaltungen sind zur Optimierung des Layout-Matchings ineinander verschachtelt (schwarze Markierung)

3.6 Erzeugung von Referenzspannungen und –strömen

Die Präzision der zuvor beschriebenen Messverfahren ist oft von der Genauigkeit bestimmter Referenzen abhängig, zum Beispiel von Strömen und Spannungen. Das bedeutet, um ein gutes Messergebnis zu erzielen, sollten diese Größen möglichst konstant und invariant gegenüber Störungen und Umwelteinflüssen sein. Solche Einflüsse sind beispielsweise Temperaturänderungen und Schwankungen der Versorgungsspannung. Um eine konstante Spannung zu erhalten, wird häufig eine sogenannte Bandgap-Referenzspannungsquelle verwendet. Ein gängiges Funktionsprinzip [64] [65] beruht auf der Technik, mit Hilfe von Dioden und Widerständen eine zur absoluten Temperatur komplementäre (CTAT) Spannung mit einer zur Temperatur proportionalen (PTAT) Spannung zu kombinieren, um dadurch ein möglichst temperaturunabhängiges Resultat zu erzielen. Eine solche Struktur [64] ist in Abbildung 3-16 dargestellt. Ohne die Diode D3 würde die Schaltung einer PTAT-Spannungsreferenz mit positivem Temperaturkoeffizienten gleichen, welcher hier aber durch den negativen Temperaturkoeffizienten von D3 kompensiert wird. Links in der Abbildung ist die Startschaltung zu sehen. Ohne die Startschaltung hat die Bandgap-Referenzspannungsquelle neben dem gewünschten Arbeitspunkt noch einen zweiten, in welchem die Spannungen an den Gates der PMOS-Stromspiegel auf der positiven Versorgungsspannung liegen, was zur Folge hat, dass

der gesamte Schaltkreis stromlos ist. Durch die Startschaltung wird dieser Zustand verhindert.

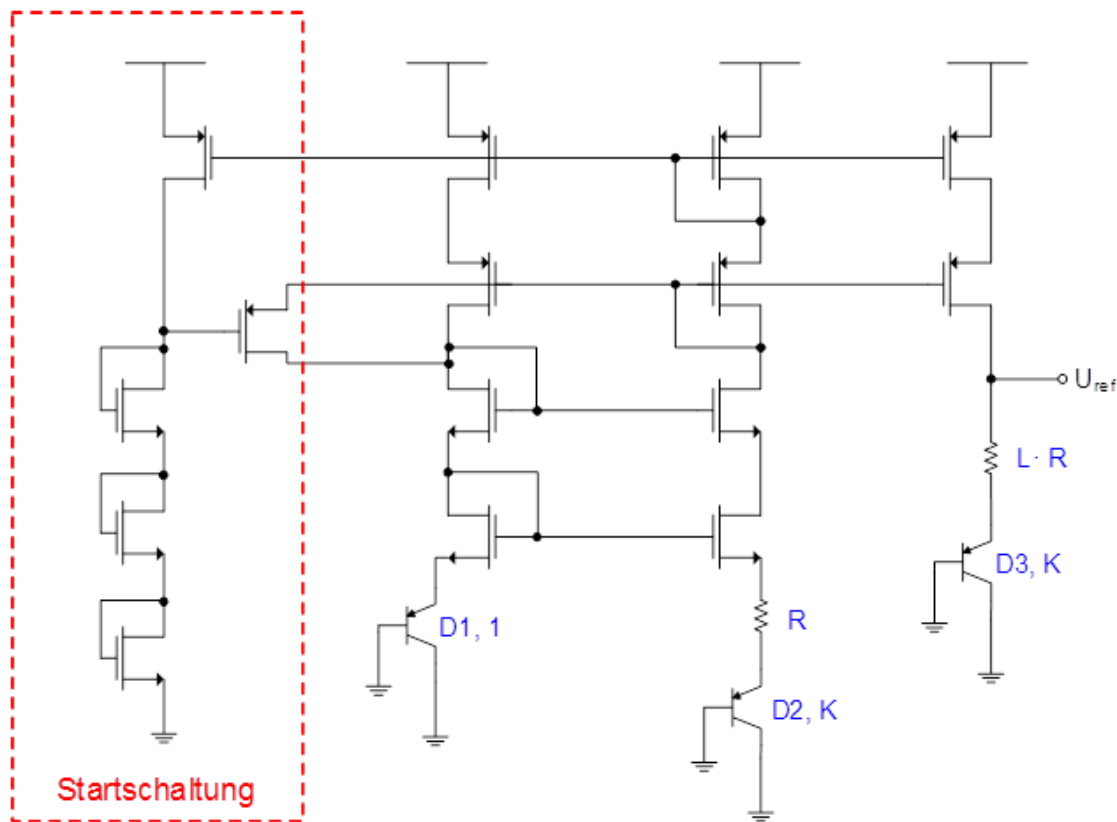


Abbildung 3-16
Bandgap-Referenzspannungsquelle nach [64]

Um die Stabilität der Referenzspannungsquelle aus Abbildung 3-16 in der angestrebten CMOS-Technologie zu testen, wurden verschiedene Simulationen durchgeführt. Diese ergaben eine maximale temperaturbedingte Änderung der Ausgangsspannung von 22,4 mV über einen Temperaturbereich von -40 °C bis 125 °C und eine Abhängigkeit von der Betriebsspannung mit durchschnittlich 10,6 %/V im Bereich 2,7 V - 3,6 V. Da die Referenzspannung nicht nur möglichst temperaturstabil, sondern auch unabhängig von Versorgungsschwankungen sein soll, was mit diesem Konzept aber kaum gegeben ist, wurde im Kontext eines Lehrprojekts [66] eine von der University of California beschriebene [67] und durch Texas Instruments verbesserte Topologie [68] evaluiert. Es handelt sich dabei um eine versorgungsunempfindliche Bandgap-Spannungsquelle ohne Widerstände, wodurch die Einkopplung von Substratraschen reduziert werden soll [67]. Auch hier wird die CTAT-Spannung einer einzelnen Diode mit einer PTAT-Spannung kompensiert, welche aus der Differenz zweier Diodenspannungen stammt. In

der Schaltung aus Abbildung 3-16 konnte die PTAT-Spannung entweder durch unterschiedliche Größen der Dioden D1 und D2 generiert oder anhand des Stromspiegelverhältnisses eingestellt werden. Bei der widerstandslosen Variante geschieht dies, indem die Differenzspannung mittels eines Transkonduktanzverstärkers in einen Strom umgewandelt wird, welcher dann über einen Stromspiegel mit dem Spiegelverhältnis gewichtet und anschließend durch einen Transimpedanzverstärker wieder in eine Spannung zurückgewandelt wird. Diese Variante wurde im Rahmen eines gesonderten Projekts [66] um einen Energiesparmodus erweitert und ist in Abbildung 3-17 illustriert.

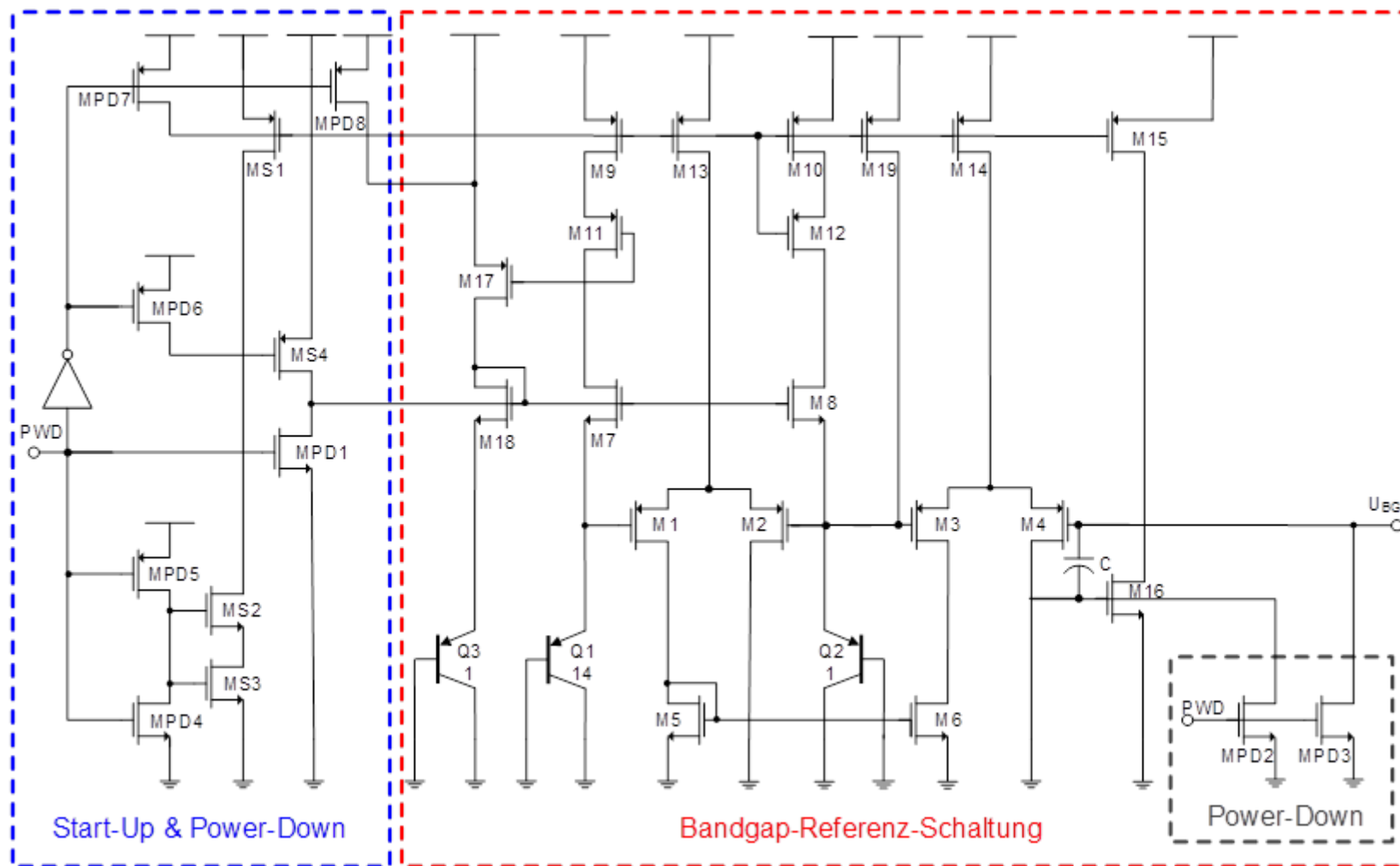


Abbildung 3-17

Erweiterte versorgungsunempfindliche und widerstandslose Bandgap-Referenzspannungsquelle mit Energiesparmodus

Nominale Simulationen zeigten für diese Schaltung deutlich verbesserte Ergebnisse. Die Simulationen ergaben eine Ausgangsspannung von 1,55 V mit einer maximalen Temperaturänderung von nur 1,15 mV im Bereich -40 °C bis 125 °C sowie eine Abhängigkeit bezüglich der Betriebsspannung mit durchschnittlich 2,5 %/V zwischen 2,7 V und 3,6 V.

Neben einer Spannungsreferenz werden für die oben beschriebenen Messverfahren auch Referenzströme benötigt. Ebenfalls im Rahmen des erwähnten Projekts [66] wurde darum eine Schaltung entworfen, um mit Hilfe der Referenzspannung einen temperaturstabilen Strom zu erzeugen. Dazu wurde von der Tatsache Gebrauch gemacht, dass eine konstante Spannung an einer festen Last auch einen konstanten Strom ergibt. Um eine Last zu erzeugen, die sich bei Änderung der Temperatur ebenfalls konstant verhält, wurde ein diodenverbundener NMOS-Transistor mit einem entsprechend dimensionierten Polysilizium-Widerstand mit entgegengesetztem Temperaturkoeffizienten in Reihe geschaltet. Dieser Zweig dient als Ausgangspunkt für einen Stromspiegel, aus dem sich mit entsprechend eingestellten Spiegelverhältnissen beliebig viele unterschiedliche Referenzströme generieren lassen. Der Ausgangsstrom zeigt in der nominalen Simulation eine temperaturbedingte Änderung von 82,5 nA zwischen -40 °C und 125 °C und eine durchschnittliche Abweichung von 4,5 %/V bei Änderung der Versorgungsspannung. Die Erzeugung verschiedener Referenz-Ausgangsströme mittels einstellbarer Spiegeltransistoren ist in Abbildung 3-18 zu sehen. Die Layout-Implementierung einschließlich der Spannungsreferenz ist in Abbildung 3-19 dargestellt.

Mit der bisher beschriebenen Schaltung lassen sich eine feste Referenzspannung und verschiedene konfigurierbare Referenzströme einstellen. Um nun eine ebenfalls rekonfigurierbare Referenzspannung zu erhalten, wurde die Ausgangsspannung der Bandgap-Referenzspannungsquelle mit einer Schaltung verbunden, die der zur Erzeugung der Gleichtaktausgangsspannung des Instrumentierungsverstärkers aus Kapitel 3.5 entspricht. Aufgrund des drift- und offsetarmen Verhaltens dieser Schaltung wird die Spannung ohne relevante Genauigkeitseinbußen verstärkt, sodass auch das Treiben zusätzlicher Lasten möglich ist und die Ausgangsspannung auf Werte zwischen ca. 1,2 V und 2,1 V programmiert werden kann.

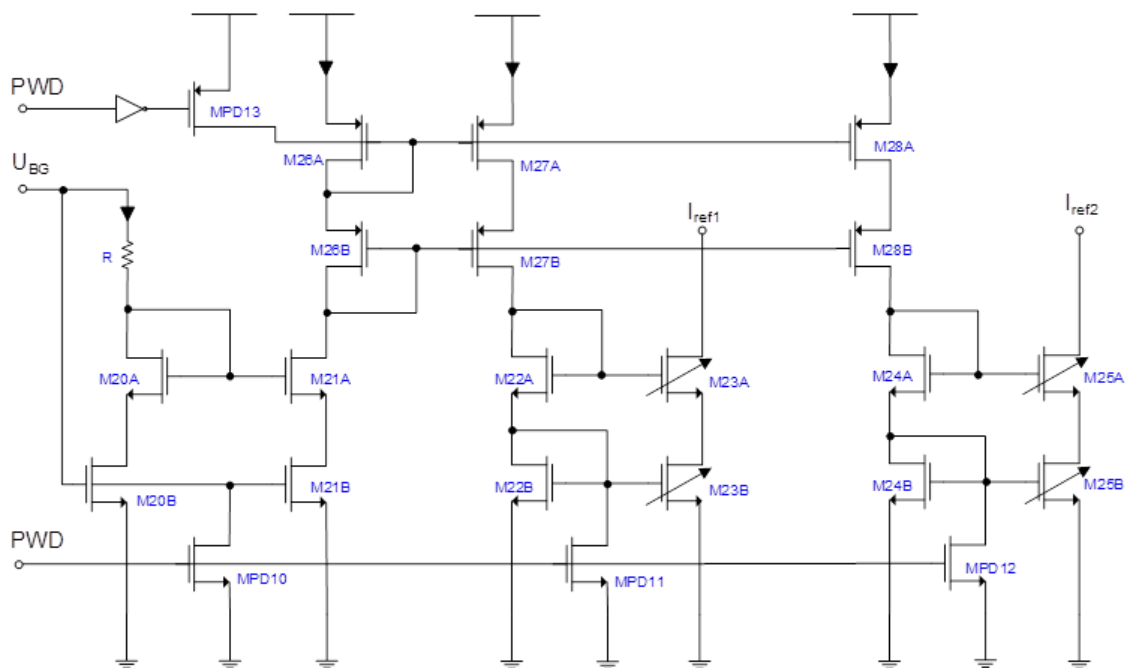


Abbildung 3-18
Generierung verschiedener temperaturunabhängiger Referenzströme mit Hilfe der Bandgap-Ausgangsspannung

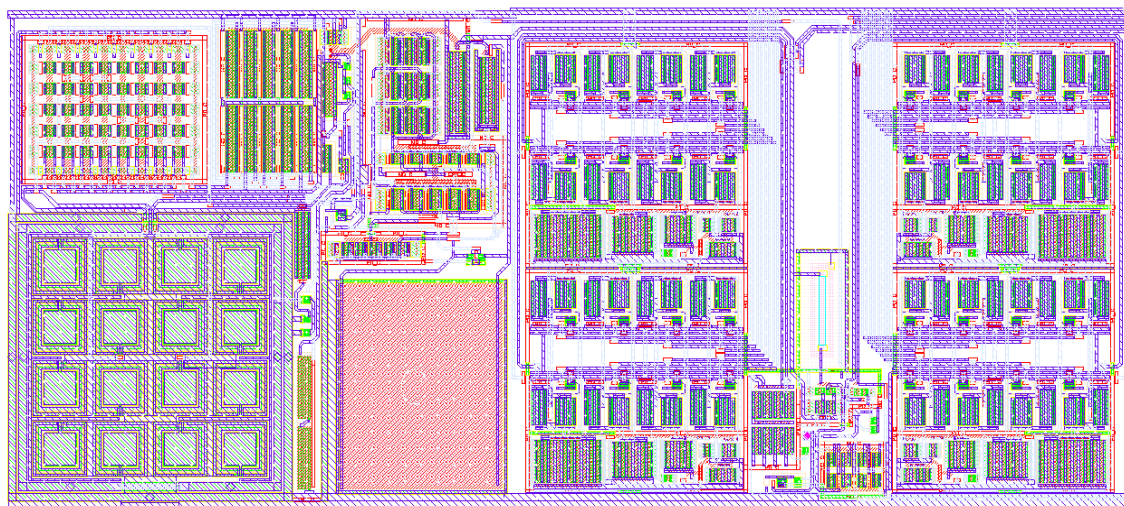


Abbildung 3-19
Layout der Bandgap-Referenzspannungsquelle (linke Seite, $153\mu\text{m} \times 149\mu\text{m}$) mit Schaltung zur Erzeugung von zwei skalierbaren Ausgangsströmen (rechte Seite, $186\mu\text{m} \times 150\mu\text{m}$)

3.7 Generierung wechselförmiger Referenzgrößen

Für verschiedene Anwendungen sind neben den beschriebenen Gleichgrößen auch Wechselspannungsreferenzen erforderlich, beispielsweise für die Kapazitäts- und Induktivitätsmessung oder auch als Taktsignal für Digitalschaltungen. Eine Möglichkeit zur Erzeugung von Wechselspannungen in integrierten Schaltungen sind Oszillatorschaltungen, für die zahlreiche verschiedene Topologien existieren. Deutlich höhere Präzision bieten dagegen Kristalloszillatoren, welche allerdings nicht in herkömmlichen CMOS-Integrationen implementierbar sind. Stattdessen ist es aber möglich, mittels einer Phasenregelschleife oder Phase-Locked Loop (PLL) einen im Chip befindlichen Oszillator mit einem Kristalloszillator zu synchronisieren, sodass der interne Oszillator die gleiche Stabilität und Genauigkeit aufweist. Mit einer PLL ist auch die Synchronisierung auf eine andere externe Referenz möglich, was beispielsweise für das Zusammenspiel mit weiteren Komponenten nötig sein kann. Um Referenzsignale verschiedener Form und Frequenz auf dem Chip bereitzustellen und gleichzeitig dem Anspruch einer universellen Sensorschnittstelle mit hoher Flexibilität gerecht zu werden, wurde eine einstellbare PLL entwickelt, die eine Synchronisierung mit verschiedenen externen Referenzen erlaubt und Signale mit unterschiedlichen Frequenzen und verschiedenen Signalformen gleichzeitig und unabhängig voneinander zur Verfügung stellen kann. Um keine Abhängigkeit von externen Bauteilen herzustellen, ist es außerdem möglich, die PLL als autonomen Oszillator zu betreiben. Die Grundlagen dieser PLL wurden in gesonderter Arbeit [69] entwickelt und an anderer Stelle [70] präsentiert.

Eine PLL ist als linearer Regelkreis aufgebaut, wobei ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) die Regelstrecke darstellt. Regelgröße ist die Frequenz, welche auf den Wert einer Führungsgröße, der Referenzfrequenz, eingeregelt werden soll. Dabei ist es auch möglich, den VCO durch Teiler am Eingang oder im Rückkoppelpfad auf ein Vielfaches oder einen Bruchteil der Referenzfrequenz zu regeln. Der Vergleich zwischen Soll- und Ist-Wert wird durch einen Phasendetektor (PFD), je nach Architektur mit angeschlossener Ladungspumpe (CP), vollzogen und die Regelabweichung an ein als Regler fungierendes Schleifenfilter (LPF) weitergeleitet. Dieses wiederum gibt als Stellgröße eine Spannung aus, wodurch die Frequenz des VCOs eingestellt wird. Die für das Sensor-Interface entworfene PLL ist als Blockdiagramm in Abbildung 3-20 gezeigt. Es fällt auf, dass diese PLL grundsätzlich dem beschriebenen Aufbau entspricht, allerdings besteht der Unterschied, dass der Referenzoszillator abgekoppelt und der Regelkreis aufgetrennt werden kann, um den VCO durch eine angelegte Spannung steuerbar zu machen. Weiterhin befinden sich am Ausgang Schaltungen zur Signalumformung, denn statt einer einzelnen, unveränderlichen Frequenz sollen mehrere, unabhängig einstellbare Signale bereitgestellt werden, die wahlweise als Rechteckspannung, sinusförmig oder als Spannungspuls verfügbar sind.

Der spannungsgesteuerte Oszillator ist das Kernstück der PLL, denn die Genauigkeit seiner Oszillationsfrequenz bildet das Fundament für die Qualität der Ausgangssignale.

Es handelt sich um einen Ringoszillator, was in integrierten Schaltungen eine relativ einfach umzusetzende und daher häufig verwendete Form eines Oszillators ist. Ringoszillatoren bestehen oft aus einer rückgekoppelten Kette von Inverterschaltungen, beispielsweise einfachen CMOS-Invertern. Die Anzahl der Inverterstufen ist meist ungerade, damit sich kein stabiler Zustand einstellen kann und die Schaltung eine Schwingung generiert. Der Ausgang beschreibt eine Rechteckspannung, deren Amplitude sich nahe der Betriebsspannung befindet. Nachteilig an diesem Ansatz ist die Empfindlichkeit gegenüber Spannungsschwankungen im Substrat und der Versorgungsspannung, was beides in Phasenrauschen resultiert. Die Versorgungsspannung hat direkten Einfluss auf die Schaltgeschwindigkeit der Inverterstufen. Änderungen der Substratspannung führen zu einer Verschiebung der Schwellspannung der Transistoren und damit zu einer veränderten Schaltschwelle der Inverter. Beide Effekte haben also eine zeitliche Variation der Signalflanken zur Folge. Um diese Störeffekte zu minimieren, wurde der VCO hier als Ringschaltung aus Differenzverstärker-Stufen entworfen. Verglichen mit CMOS-Invertern haben diese zwar eine erhöhte Stromaufnahme und geringere Signalamplitude, jedoch bieten sie aufgrund der differentiellen Signalführung eine deutlich bessere Gleichtaktunterdrückung und damit verminderte Sensitivität gegenüber Verschiebungen der Schaltschwellen. Der Ringoszillator wurde aus fünf identischen Differenzverstärker-Stufen aufgebaut und für eine maximale Betriebsfrequenz von 4 MHz ausgelegt, wobei diese alterniert werden kann, indem über eine Steuerspannung der Querstrom der Differenzverstärker-Stufen eingestellt wird. Um den Aussteuerbereich konstant zu halten, enthielten die Differenzverstärker der vorgestellten Phasenregelschleife [70] noch eine Replica-Schaltung [71] (Abbildung 3-21), welche jedoch entfernt wurde, da das System bei Worst-Case Simulationen durch die zusätzliche interne Rückkopplung zur Instabilität neigte. Der Transistor T1 wurde stattdessen diodenverbunden.

Der Ausgang des VCOs ist das mittels eines Komparators in der Amplitude an das Betriebsspannungsniveau angepasste Signal des Ringoszillators. Der Ausgang wird über einen Frequenzteiler auf den Phasendetektor rückgekoppelt, wobei die Frequenz geviertelt wird, was in einer um den Faktor vier höheren Frequenz des Ringoszillators verglichen mit der Referenzfrequenz resultiert. Aufgabe des Phasendetektors ist es, beide Eingangssignale zu vergleichen und den Unterschied in einer Ausgangsgröße darzustellen. Theoretisch kann hierzu ein XOR-Gatter verwendet werden, das bei übereinstimmenden Signalen einen logischen Low-Pegel und bei Abweichungen einen High-Pegel ausgibt. Nachteilig an dieser Variante ist, dass nur die Abweichung als solche detektiert wird, nicht jedoch die Richtung. Besser ist daher der hier verwendete Aufbau aus D-Flipflops [64], welcher anhand zweier Ausgangssignale die Eingangsdifferenz vorzeichenrichtig darstellt. Diese sind mit einer Ladungspumpe verbunden, welche die Regelabweichung wiederum in ein vorzeichenbehaftetes pulsweitenmoduliertes Stromsignal umwandelt. Der Phasendetektor mit angeschlossener Ladungspumpe ist in Abbildung 3-22 dargestellt. Anhand des pulsweitenmodulierten Signals wird nun über ein Tiefpassfilter die Frequenz des Ringoszillators eingestellt, indem das pulsförmige Stromsignal in eine kontinuierliche Spannung gewandelt wird. Das Tiefpassfilter erfüllt noch eine wei-

tere Funktion, es dient nämlich als Regler, der das System stabilisiert. Es ist damit ein qualitäts- und funktionsentscheidendes Bauteil, bei dessen Entwurf das Übertragungsverhalten des gesamten Systems berücksichtigt werden muss. Das Tiefpassfilter wurde für eine Eingangsfrequenz von 1 MHz optimiert, was bedeutet, der VCO wird auf eine interne Frequenz von 4 MHz geregelt. Die Berechnungen des Filterentwurfs sind in [69] aufgeführt, wobei der Entwurf für ein passives Tiefpassfilter zweiter Ordnung erfolgte, dessen Dimensionierung eine vollständige Integration auf Chipebene ermöglicht. Die Schaltung wurde dahingehend erweitert, dass anstatt des internen Filters auch eine externe Filterschaltung angeschlossen werden kann, um die PLL für andere Referenzfrequenzen konfigurierbar zu gestalten. Dabei kann auch die interne Filterschaltung durch externe Elemente erweitert werden.

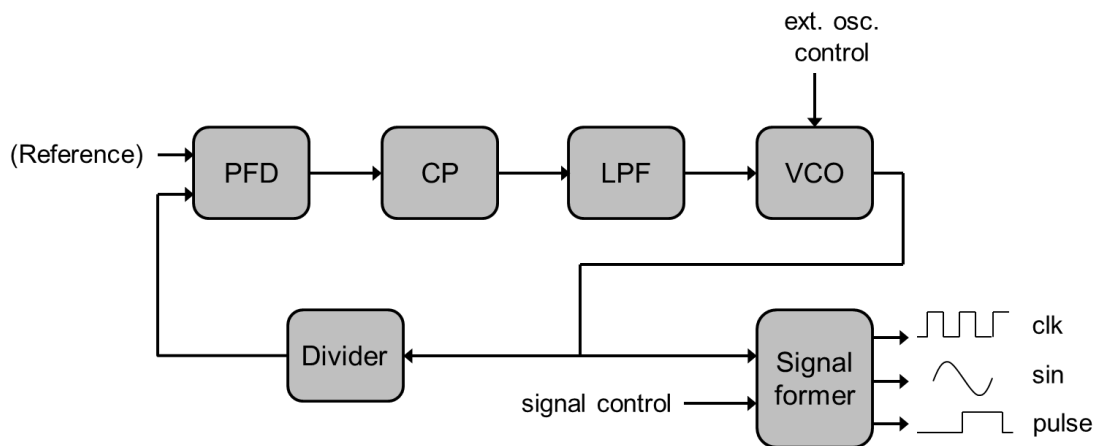


Abbildung 3-20

Funktionaler Aufbau der für das Sensorinterface entwickelten PLL

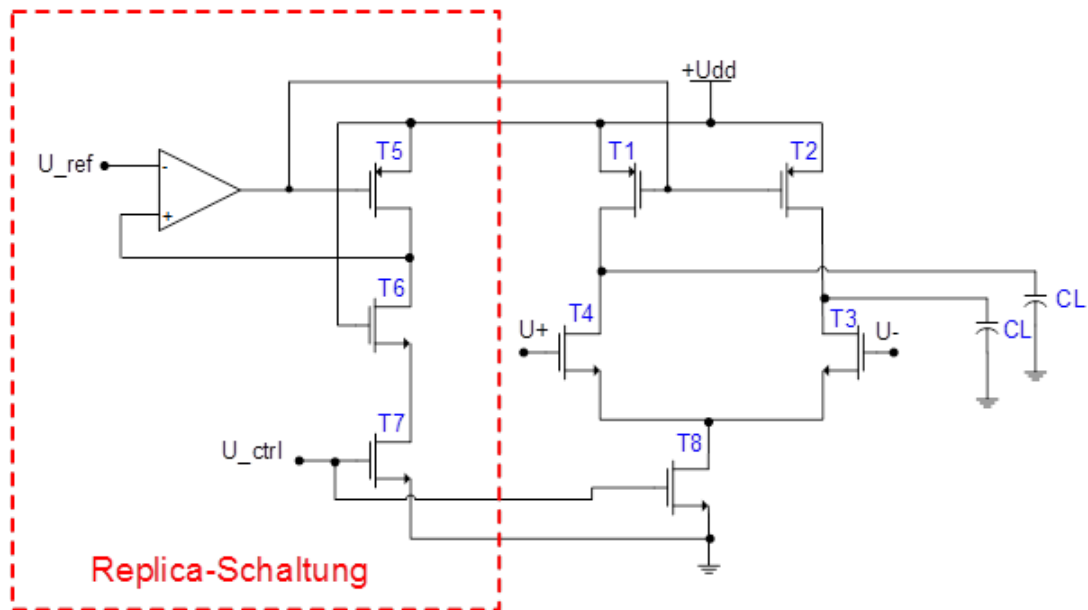


Abbildung 3-21
Differenzielle Stufe des Ringoszillators mit Replica-Schaltung [69], welche im Zieldesign entfernt und durch eine Diodenverbindung von T1 ersetzt wurde

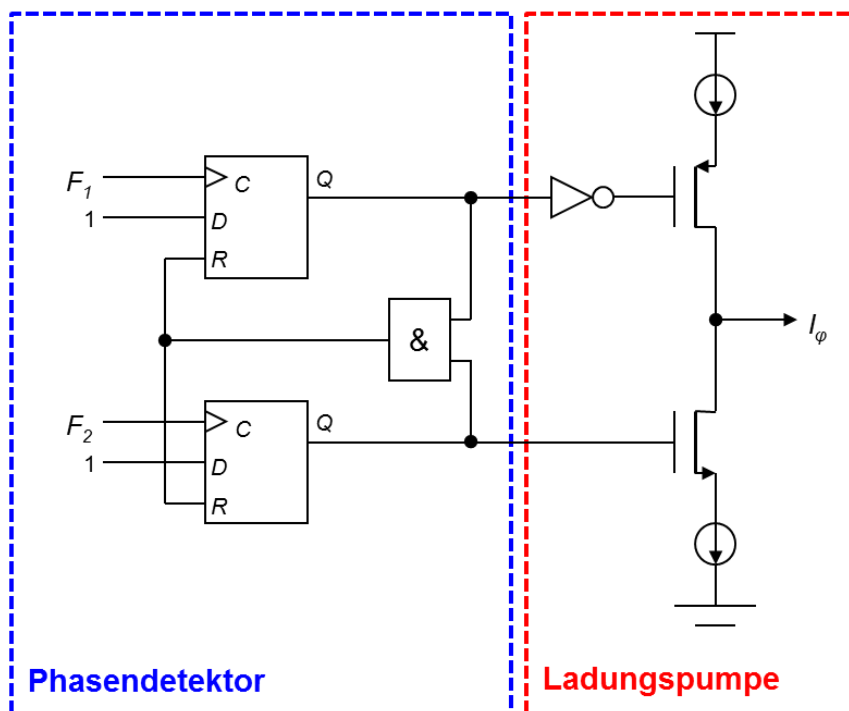


Abbildung 3-22
Phasendetektor aus D-Flipflops mit angeschlossener Ladungspumpe

Wie bereits erwähnt, soll die PLL auch ohne externen Referenzoszillator Signale mit stabiler Frequenz liefern können. Um dies zu erreichen, wird der VCO vom Tiefpassfilter getrennt. Stattdessen wird die Oszillationsfrequenz eingestellt, indem der Steuereingang des VCOs mit einer konstanten Gleichspannungsreferenz gespeist wird (vgl. Kapitel 3.6).

Der Ausgang des Ringoszillators ist eine Rechteckspannung mit fester Frequenz. Um dennoch verschiedene Frequenzen zu erhalten, wird das VCO-Signal über 16 D-Flipflops jeweils halbiert, sodass insgesamt Signale mit Frequenzen zwischen 4 MHz und $4 \text{ MHz}/2^{16} \cong 61 \text{ Hz}$ verfügbar sind. Da drei verschiedene Signalformen erzeugt werden sollen, ist innerhalb von drei Pfaden mit je einem Multiplexer unabhängig voneinander die gewünschte Frequenz selektierbar. Einer dieser Pfade liefert die Rechteckspannung am Ausgang der PLL, die anderen beiden Pfade werden zur Erzeugung von sinus- und pulsformigen Signalen eingesetzt. Motiviert durch die Absicht, keinen separaten Sinus-Oszillator zu benötigen, sondern das sinusförmige Signal aus der Rechteckspannung zu gewinnen, wurde folgender Sachverhalt berücksichtigt: betrachtet man eine ideale Rechteckspannung im Frequenzbereich, so enthält das Spektrum die Grundfrequenz sowie eine unendliche Anzahl an Harmonischen. Das bedeutet, durch Tiefpassfilterung können die Oberschwingungen entfernt bzw. soweit gedämpft werden, dass ausschließlich ein sinusförmiges Signal bestehen bleibt. Die Grenzfrequenz der Filterung muss dazu nahe bei der Grundschwingung liegen; folglich benötigt jede einstellbare Signalfrequenz ein individuelles Tiefpassfilter, was, sofern diese Filter integriert werden sollen, einen erheblichen Flächenbedarf nach sich zieht. Die Integration der Tiefpassfilter ist in diesem Fall wünschenswert, um die Notwendigkeit externer Bauteile zu vermeiden. Deshalb wurden zwei Maßnahmen ergriffen, um den Flächenbedarf zu reduzieren. Zunächst wurde die Auswahl der Filterschaltungen auf vier selektierbare Frequenzen begrenzt: 61 Hz, 976 Hz, 15,625 kHz und 125 kHz. Zusätzliche sinusförmige Signale können dennoch generiert werden, indem dafür entsprechende Filterschaltungen extern angeschlossen werden. Als weitere Maßnahme wurden für die vier Frequenzen aktive Gm-C Filter zweiter Ordnung eingesetzt, welche lediglich aus zwei Transkonduktanzverstärkern und zwei Kondensatoren aufgebaut sind und einen deutlich geringeren Flächenbedarf aufweisen, als andere aktive und passive Filtertopologien (Abbildung 3-23). Das Signal am Filterausgang wird aufgrund seiner geringen Amplitude nochmals verstärkt. Als dritte Signalform soll ein einzelner Spannungspuls erzeugt werden, dessen Pulsweite modulierbar ist. Zu diesem Zweck wurde die Schaltung in Abbildung 3-24 entworfen. Anhand eines Steuersignals lässt sich ein Puls ausgeben, dessen Weite der Periodendauer des Signals mit entsprechend ausgewählter Frequenz entspricht. Die Pulsweite ist somit zwischen $0,24 \mu\text{s}$ und $16384 \mu\text{s}$ programmierbar. Eine Simulation aller drei Signalausgänge ist in Abbildung 3-25 zu sehen.

Als zusätzliche Eigenschaft wurde der PLL ein Energiesparmodus integriert, der die gesamte Schaltung bei Bedarf in einen Ruhemodus versetzen kann. Nach dem Wiedereinschalten benötigt die PLL, wie jeder Regelkreis, eine gewisse Zeit zum Einschwin-

gen. Da während dieses Einschwingvorgangs die Oszillatorfrequenz noch keinen stabilen Wert erreicht hat, wurde eine Funktion implementiert, die nach dem Einschalten den Ausgang des Systems erst nach 128 durchlaufenen Perioden freischaltet.

Der physikalische Entwurf des gesamten PLL-Systems ist in Abbildung 3-26 illustriert.

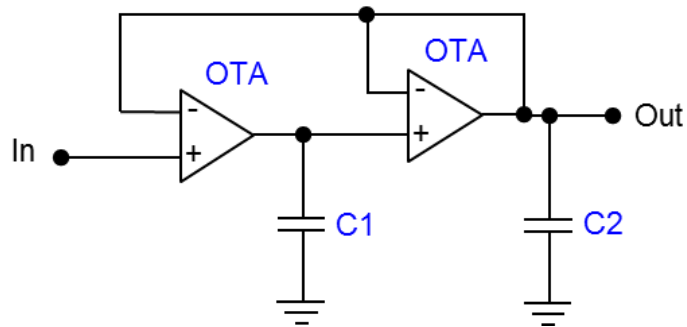


Abbildung 3-23
Gm-C Tiefpassfilter zweiter Ordnung

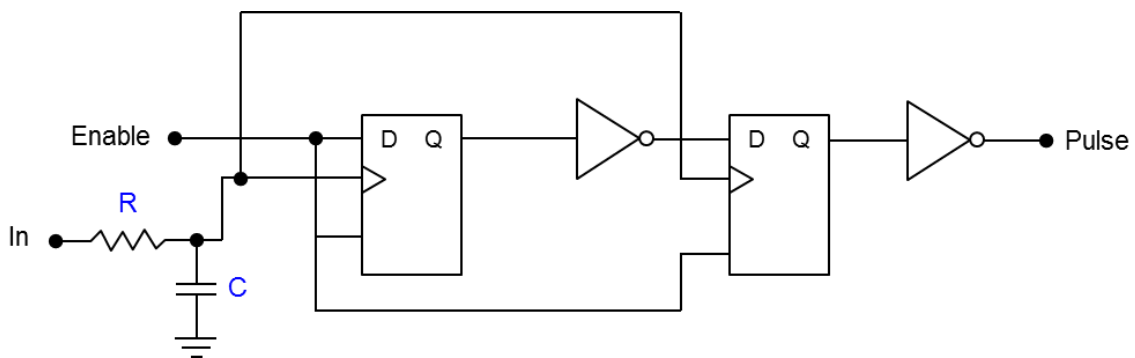


Abbildung 3-24
Schaltung zur Erzeugung eines aperiodischen Spannungspulses

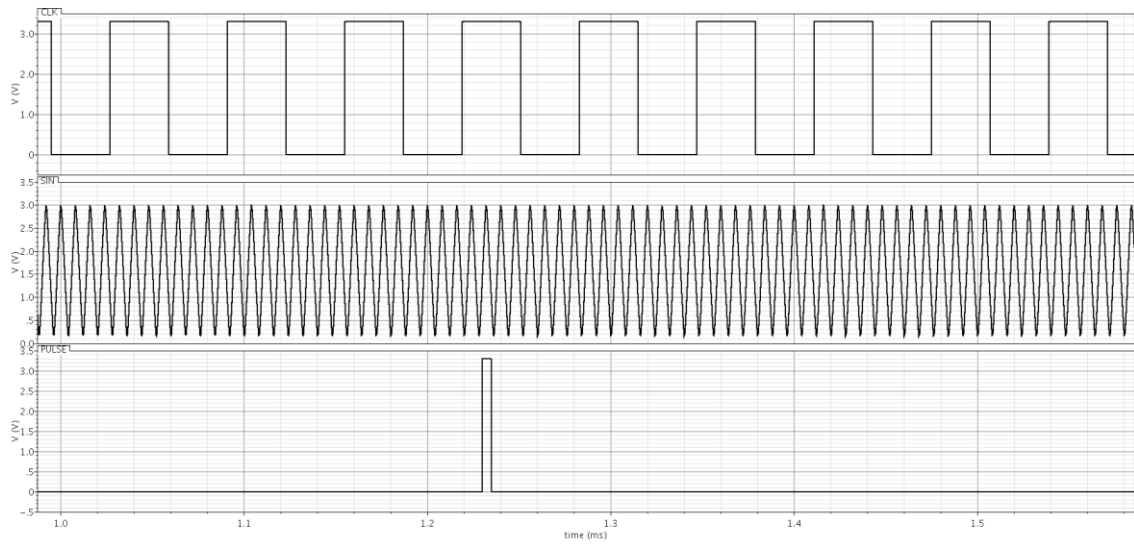


Abbildung 3-25

Simulation der drei PLL-Ausgänge für eine 15,625 kHz Rechteckspannung, eine 125 kHz sinusförmige Spannung und einen 8 μ s Spannungspuls

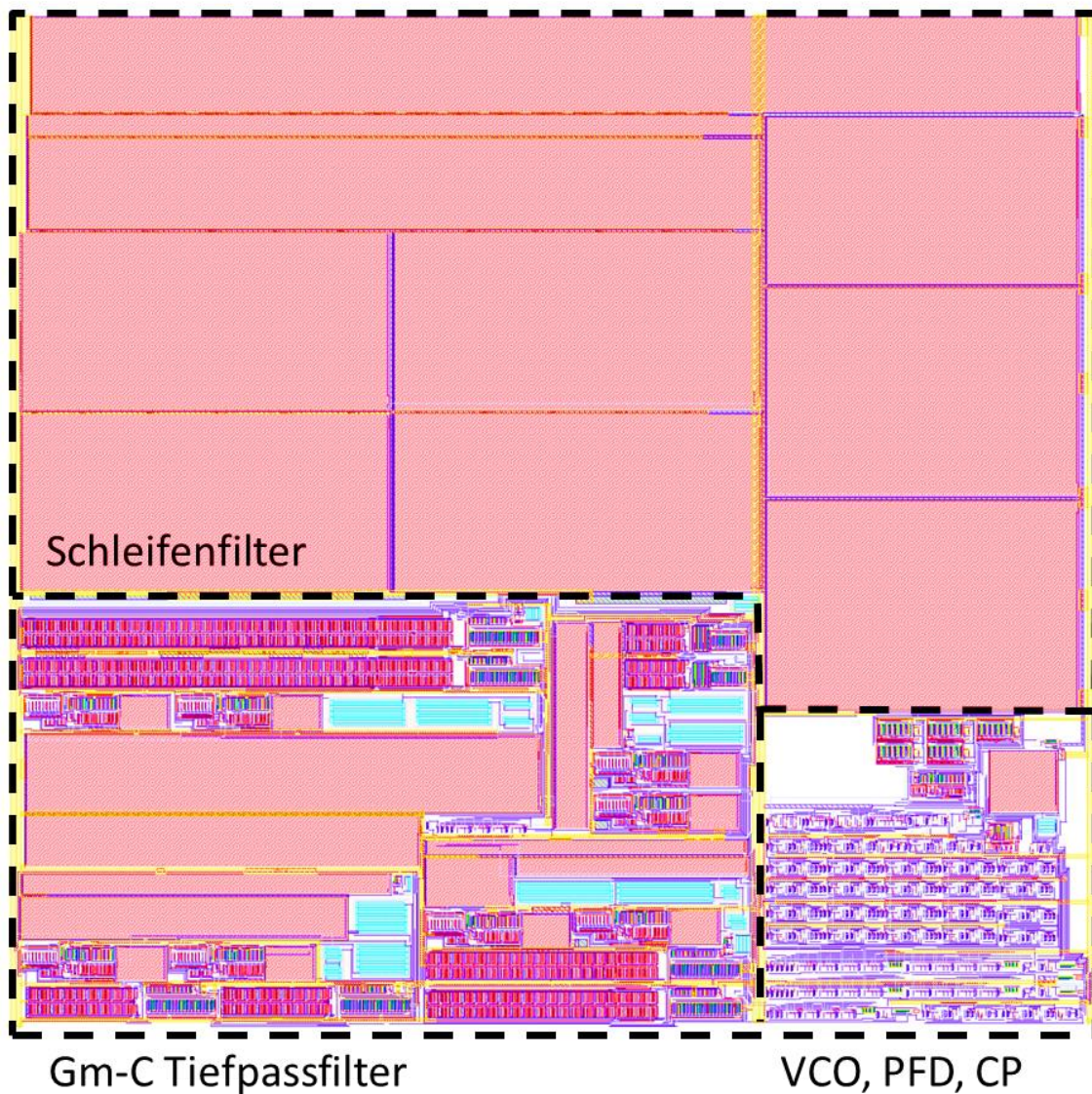


Abbildung 3-26

Vollständiges Layout der Phase-Locked Loop einschließlich Filterschaltungen mit der Fläche $956 \mu\text{m} \times 1041 \mu\text{m}$

3.8 Temperaturmessung des Chips

Kenntnis über die Temperatur integrierter Schaltungen zu besitzen, ist hauptsächlich aus zwei Gründen interessant. Zum einen, um ein Überhitzen zu verhindern, besonders bei ICs mit großer Stromaufnahme oder hoher Strukturdichte, wie beispielsweise Prozessoren. Zum anderen, da die Temperatur das Verhalten von Schaltungen beeinflussen kann.

Im digitalen Bereich betrifft dies, vor allem bei hochfrequenten Taktungen, die Schaltgeschwindigkeit der Transistoren. Im analogen Bereich sind neben weiteren Transistorparametern auch die Eigenschaften anderer Bauelemente relevant, wie z.B. Widerstände, deren Werte sich ändern und damit die Funktion eines gesamten Systems in Frage stellen können. Zusammenfassend ist die Temperaturmessung ein Aspekt des Self-Monitoring und kann als Grundlage für die Selbst-Kalibrierung dienen.

Zur Messung der Temperatur in integrierten Schaltungen sind vorwiegend zwei Verfahren üblich. Entweder wird ein auf einem PN-Übergang basierender Sensor eingesetzt, welcher ein temperaturabhängiges analoges Signal in Form von Strom oder Spannung liefert [72] [73]. Zur digitalen Repräsentation ist dabei ein zusätzlicher Wandler erforderlich. Das zweite Verfahren basiert auf einem Ringoszillator, dessen Oszillationsfrequenz abhängig von seiner Erwärmung variiert. Die Messung erfolgt durch Vergleich mit einer Referenz-Frequenz, wozu zusätzlich ein zweiter, möglichst präziser Oszillator notwendig ist [74] [75]. Besonders in rein analogen oder taktfreien asynchronen Digitalschaltungen ist dieses Verfahren daher von Nachteil.

Für den Einsatz in der universellen Sensorschnittstelle wurde ein Verfahren entwickelt, welches den Messwert der Temperatur direkt in digitaler Form ausgibt, ohne einen ADC zu benötigen und ohne einen zusätzlichen Oszillator zu verwenden. Es kann somit sowohl in zukünftigen analogen als auch in asynchronen Digitalschaltungen implementiert werden. Das Prinzip dieses Temperatur-Digital-Wandlers wurde bereits separat vorgestellt [76] und beruht auf einer ringförmigen Serienschaltung mehrerer Buffer, ähnlich einem Ringoszillator, mit dem Unterschied, dass es zwei mögliche stabile Zustände gibt, in denen die Ausgänge sämtlicher Buffer entweder logische High- oder Low-Pegel ausgeben. Wird die Ringschaltung mit einem pulsformigen Signal angeregt, dessen Dauer kürzer als die Umlaufzeit ist, propagiert der Puls durch den Ring. Setzt man ein ideales Verhalten der Buffer voraus, bei dem die Zeiten für Anstieg und Abfall der Flanken identisch sind, wird der Puls unendlich oft den Ring durchlaufen, in dem sich somit eine Oszillation einstellt. Sind jedoch Anstiegs- und Abfallzeit unterschiedlich, wird sich die Pulsweite nach Durchlaufen jeder Buffer-Stufe entweder ausweiten oder reduzieren, sodass der Puls nach einer genügenden Anzahl von Durchläufen in einen statischen High- oder Low-Pegel übergeht. Für einen Buffer aus zwei CMOS-Invertern ist dieser Vorgang in Abbildung 3-27 dargestellt, wobei t_{pLH1} und t_{pLH2} die Zeiten für den Anstieg, t_{pHL1} und t_{pHL2} die Zeiten für den Abfall einer Flanke bezeichnen. Die resultierende Gesamtverzögerung eines jeden Buffers ist $t_{dr} = t_{pHL1} + t_{pLH2}$ für steigende und $t_{df} = t_{pLH1} + t_{pHL2}$ für fallende Flanken. Bei $t_{dr} > t_{df}$ verringert sich die Pulsweite, bei $t_{dr} < t_{df}$ dehnt sie sich aus. Das bedeutet, ein eingespeister Puls läuft so lange durch den Buffer-Ring, bis er in einen stabilen Zustand übergeht und somit faktisch verschwunden ist. Bestehen für t_{dr} und t_{df} unterschiedliche thermische Abhängigkeiten, so ist die Anzahl der Umläufe, bevor der Puls in einen konstanten logischen Pegel übergeht, ein Maß für die Temperatur. Die Anzahl der Durchläufe kann mit einem

asynchronen Zähler an einem beliebigen Buffer-Ausgang gemessen werden, wie in Abbildung 3-28 dargestellt.

In einer Publikation der Universität Tokyo [77] wurde auf ähnliche Weise eine Ringschaltung aus mehreren Buffern verwendet, um Prozessschwankungen sowie die alterungsbedingte Degradation der Schaltgeschwindigkeit von CMOS-Transistoren zu erfassen. Auch dies sollte mit der vorgestellten Methode grundsätzlich möglich sein.

Wie bereits vorgestellt [76], wurde das Verfahren zur digitalen Temperaturmessung zunächst auf Layout-Ebene in einer 0,35 μm SOI-CMOS Technologie implementiert, wobei Simulationen keine genügende Differenz zwischen den Verzögerungen steigender und fallender Flanken ergaben. Die Ursache hierfür lag möglicherweise in noch relativ neuen und damit ungenauen Transistormodellen für die Simulation. Als zusätzliches temperaturabhängiges Element wurde daher ein Widerstand eingesetzt (Abbildung 3-29).

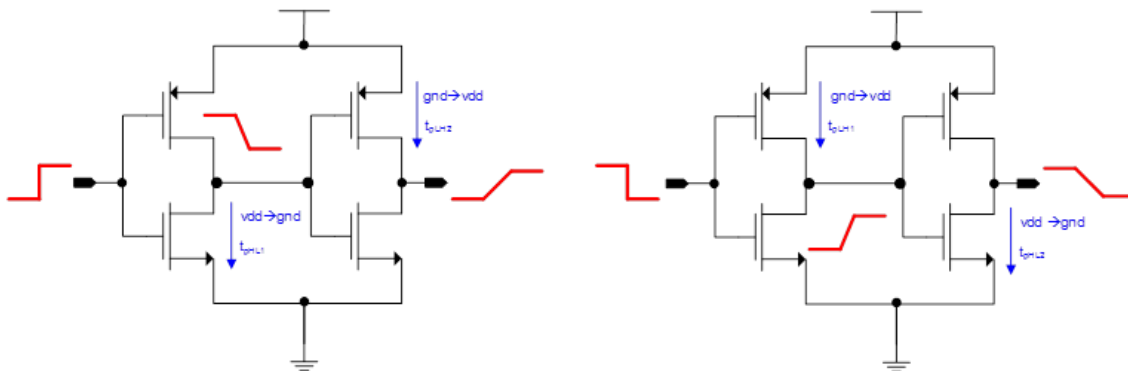


Abbildung 3-27
Darstellung der Verzögerung in CMOS-Buffern von steigenden Flanken (links) und fallenden Flanken (rechts)

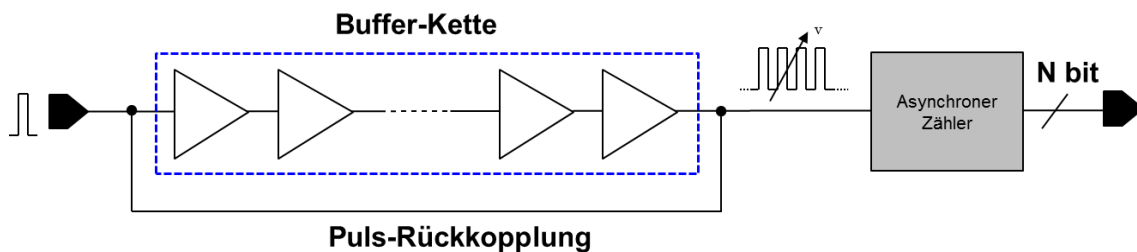


Abbildung 3-28
Grundsätzliches Verfahren zur Bestimmung der Chip-Temperatur mittels eines Buffer-Rings

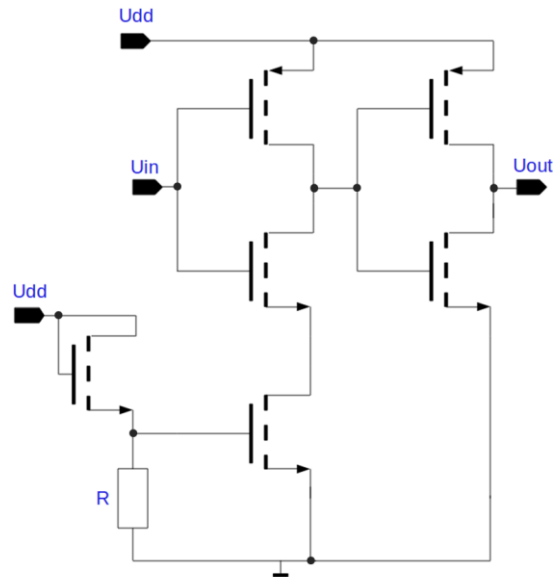


Abbildung 3-29

Erste Implementierung eines Buffers mit zusätzlichem temperaturabhängigem Element in SOI-CMOS Technologie. Die Anstiegszeit wird durch einen Transistor eingestellt, der den Strom im ersten Inverter durch den Widerstand temperaturabhängig begrenzt

Im Rahmen eines Lehrprojekts [78] erfolgte die Umsetzung in eine etablierte $0,35\ \mu\text{m}$ Bulk-CMOS Technologie, in welcher auch das Sensor-Interface realisiert wurde. Auf die Verwendung eines Widerstandes konnte hier verzichtet werden, sodass der Aufbau ausschließlich aus Transistoren besteht. Außerdem wurde die Schaltung um eine interne Pulserzeugung erweitert, welche eine Anregung von außen überflüssig macht. Die Anordnung besteht aus 260 Standard-CMOS-Buffern (Abbildung 3-30), 10 Buffern mit erhöhter Verzögerungszeit (Abbildung 3-31) sowie der Logik zur Pulserzeugung und Ansteuerung über zwei Signale. Das Blockdiagramm des gesamten Temperatursensors einschließlich eines asynchronen 12 Bit Zählers ist in Abbildung 3-32 dargestellt. Auf Schaltplanebene wurde eine Corner-Simulation für einen Temperaturbereich von $-25\ ^\circ\text{C}$ bis $+85\ ^\circ\text{C}$ durchgeführt, die auf eine schwache Nichtlinearität sowie eine Abhängigkeit der Sensitivität von Prozessparametern hindeutet (Abbildung 3-33). Unter leichten Genauigkeitseinbußen kann das Temperaturverhalten jedoch als linear betrachtet werden (das Bestimmtheitsmaß beträgt 0,989), was eine Zwei-Punkt-Kalibrierung des physikalischen Sensorsystems erlaubt. Die Linearisierung mit der Steigung 0,4667 und dem y-Achsenabschnitt -197,6496 ist in Abbildung 3-34 zu sehen. Selbst im Falle des ungenauesten Parameters „wp“ zeigt die Simulation ein Auflösungsvermögen von unter einem Grad Celsius. Die Ergebnisse einschließlich des Linearisierungsfehlers sind in Tabelle 3-2 aufgelistet, die Layout-Entwürfe von Sensor und Zähler zeigen Abbildung 3-35 und Abbildung 3-36.

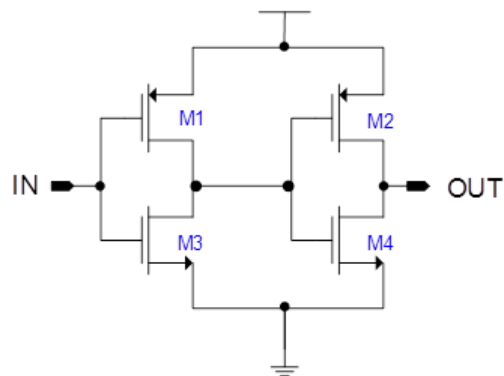


Abbildung 3-30

Standard-CMOS-Buffer des Buffer-Rings, die Transistorweiten betragen $9\ \mu\text{m}$ für PMOS und $3,6\ \mu\text{m}$ für NMOS Transistoren, die Kanallängen je $0,7\ \mu\text{m}$

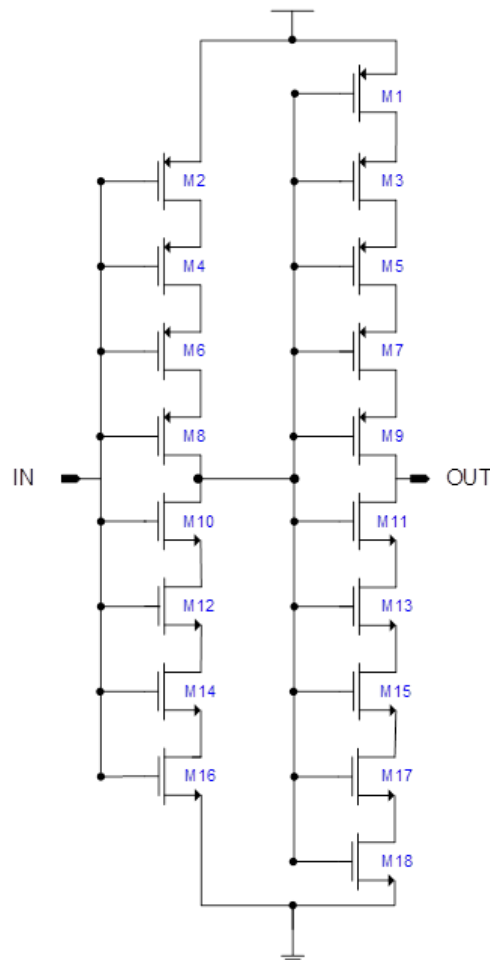


Abbildung 3-31

CMOS-Buffer mit erhöhter Verzögerungszeit, die Transistorweiten betragen $6\ \mu\text{m}$ für PMOS und $4\ \mu\text{m}$ für NMOS Transistoren, die Kanallängen je $0,6\ \mu\text{m}$

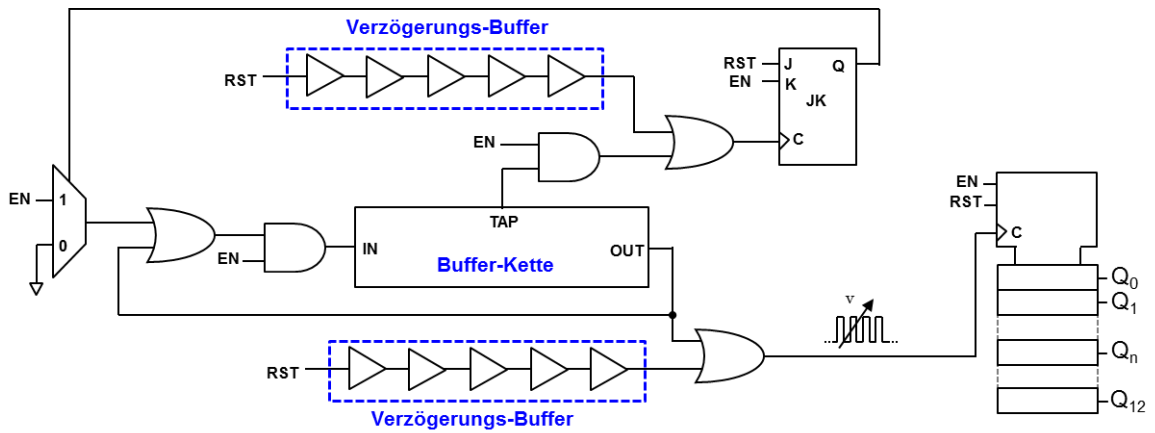


Abbildung 3-32

Blockdiagramm des Temperatursensors mit asynchronem Zähler am Ausgang

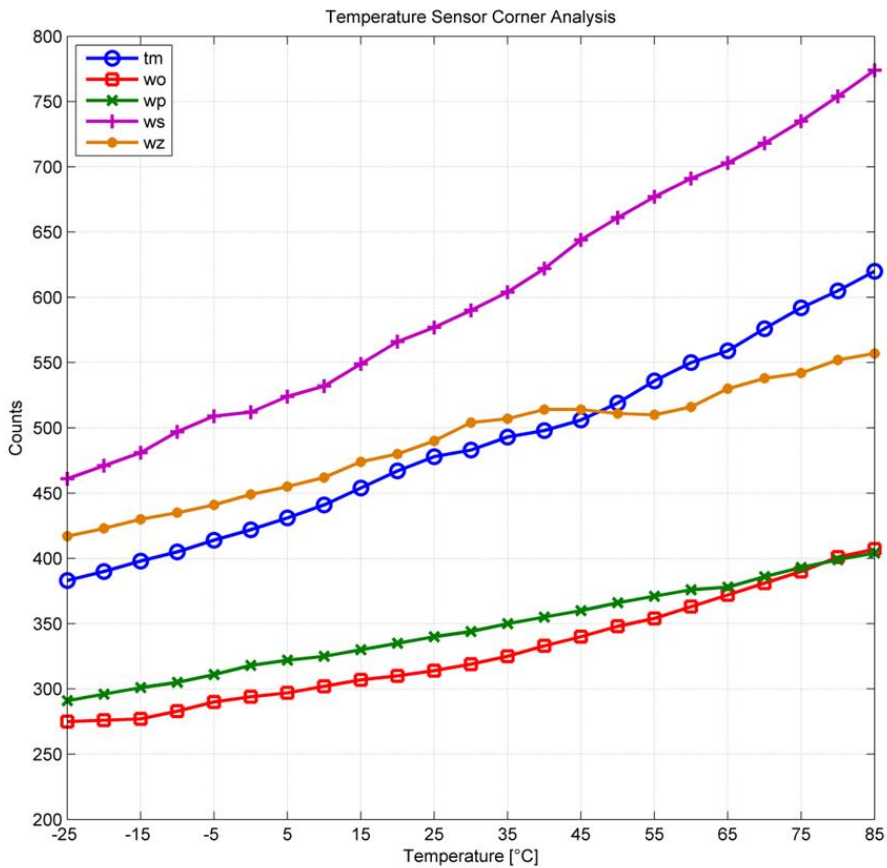


Abbildung 3-33

Ausgang des Zähler-Wertes aufgetragen über die Temperatur einer Corner-Analyse auf Schaltplanebene für die Parameter „typical mean“ (tm), „worst case one“ (wo), „worst case power“ (wp), „worst case speed“ (ws) und „worst case zero“ (wz)

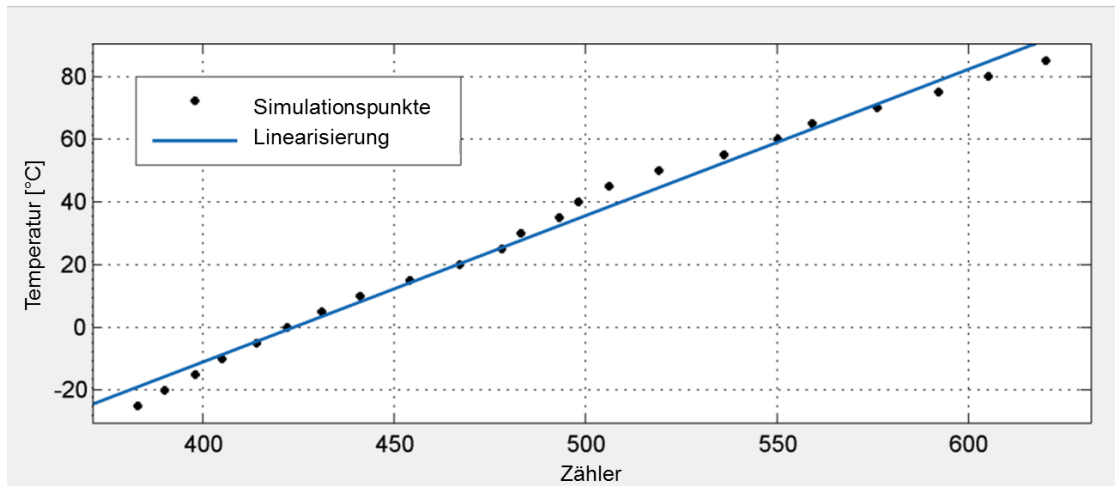


Abbildung 3-34
Lineare Regression des Sensorverhaltens für nominale Simulation

	Corner				
	tm	wo	wp	ws	wz
Zähler-Wert bei -25 °C	383	275	291	461	417
Zähler-Wert bei +85 °C	620	407	404	774	557
Differenz	237	132	113	313	140
Auflösung in °C	0,46	0,83	0,97	0,35	0,78
QMW des Linearisierungsfehlers in °C	4,04	5,86	1,44	3,24	5,32

Tabelle 3-2
Zusammenfassung der Simulationsergebnisse des Temperatursensors

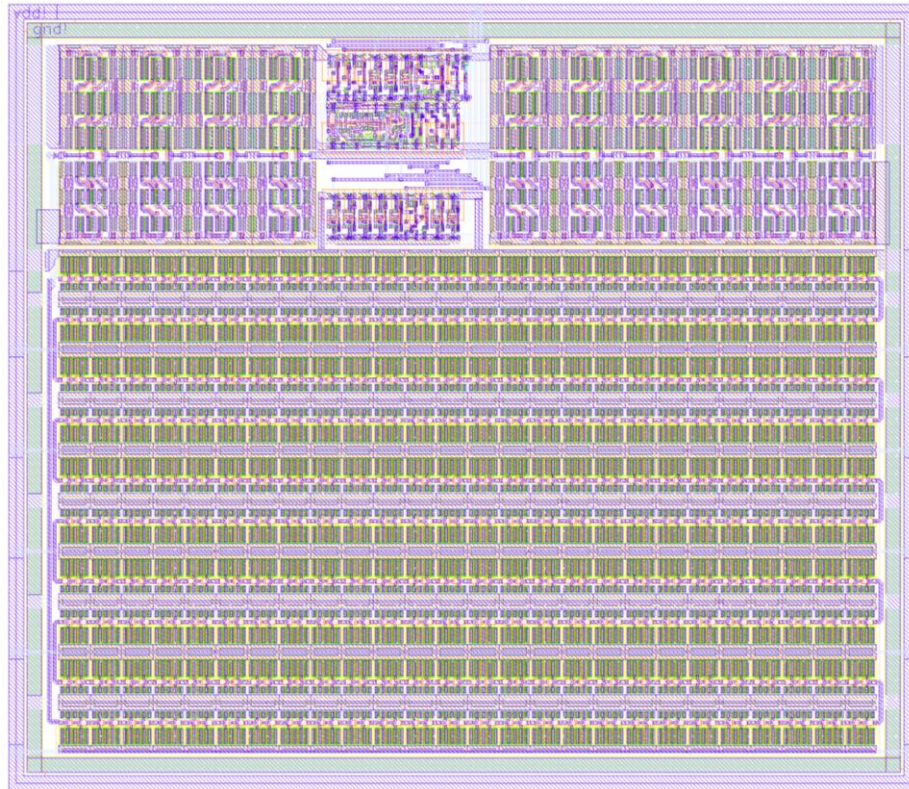


Abbildung 3-35
 Layout des Temperatursensors ($246 \mu\text{m} \times 211 \mu\text{m}$). Im Bereich der Mitte oben befindet sich die Logik, links und rechts davon die Buffer mit erhöhter Verzögerung. Der Bereich darunter beinhaltet die Standard-CMOS-Buffer

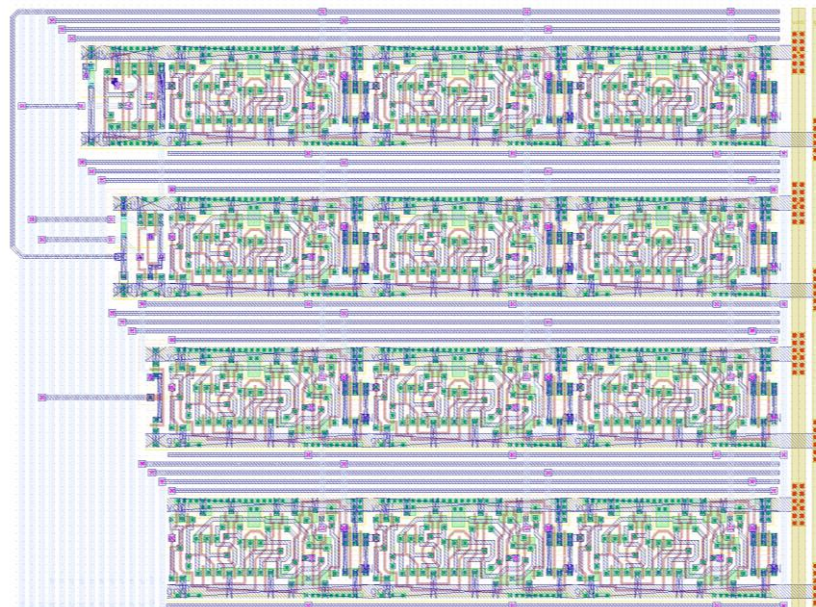


Abbildung 3-36
 Realisierung des asynchronen 12 Bit Zählers für die Temperatur- und Kapazitätsmessung

3.9 Temperaturmessung der Sensorik

Ebenso wie bei der Sensorelektronik ist auch die Temperatur der angeschlossenen Sensorik selbst von Bedeutung. Mit Ausnahme von Temperatursensoren sollte sich ein Sensor möglichst unabhängig von der Temperatur verhalten. Tatsächlich jedoch kann die Temperatur häufig den Messwert eines Sensors verfälschen. Insbesondere bei resistiven Sensoren, beispielsweise in Wheatstone-Brücken, in denen sich die zu messende Größe in Form einer Widerstandsänderung äußert, kann aufgrund der thermischen Abhängigkeit der Widerstände eine Temperaturänderung den gleichen Effekt hervorrufen wie eine Änderung der Messgröße selbst oder zumindest die Empfindlichkeit des Sensors beeinflussen. Zur optimalen Nutzung eines Sensors für präzise Messungen wäre somit, zusätzlich zum eigentlichen Sensor, außerdem ein Temperatursensor erforderlich. Um diesen Schritt, der die Komplexität eines Sensorsystems weiter erhöht, zu vermeiden, wurde im Kontext dieser Arbeit ein Verfahren erforscht, mit welchem die Temperatur eines resistiven Messaufnehmers implizit, das bedeutet ohne zusätzlichen Temperatursensor, bestimmt und kompensiert werden kann.

Das Prinzip der implizierten Temperaturmessung basiert darauf, den Sensor bzw. die Messbrücke selbst für die Temperaturbestimmung zu nutzen. Hierzu wird die Sensorbrücke mit einer temperaturunabhängigen Konstantstromquelle (CCS) versorgt und der Spannungsabfall über der Brücke gemessen. Ist diese temperaturempfindlich, so ändert sich deren Gesamtwiderstand und damit auch die gemessene Versorgungsspannung, welche dann als Maß der Temperatur dient. Um keinen zusätzlichen Verstärker zu benötigen, kann die Messung auch in zwei Phasen erfolgen, wobei in der ersten Phase die Brückenversorgung und in der zweiten Phase die Ausgangsspannung gemessen wird (Abbildung 3-37). Mit Hilfe der in der ersten Phase bestimmten Temperatur kann anschließend das Messsignal kompensiert werden. Anstelle einer Konstantstromquelle ist es auch möglich, die Temperatur mittels einer zur absoluten Temperatur proportionalen Stromquelle (PTAT) zu ermitteln, beispielsweise für den Fall, dass keine Konstantstromquelle vorhanden oder deren Implementierung nicht praktikabel ist. Hierbei ist es erforderlich, in der ersten Phase eine zur Temperatur proportionale Spannung U_{PTAT} innerhalb der PTAT-Stromquelle abzugreifen, um Anschluss über den Speisestrom I_{PTAT} der Messbrücke zu erhalten. Da beide Größen zur Temperatur proportional sind, verhält sich bei unveränderter Temperatur der Brücke auch deren Speisespannung U_{Br} proportional zur Temperatur der Stromquelle:

$$\frac{I_{PTAT}}{U_{PTAT}} = const \quad \Rightarrow \quad \left. \frac{U_{Br}}{U_{PTAT}} \right|_{T_{Br}=const} = const \quad (3-6)$$

Der Quotient aus der gemessenen Brückenspannung und U_{PTAT} ergibt folglich eine zur Brückentemperatur proportionale Größe, wie in Abbildung 3-38 dargestellt. Die zweite

Phase beinhaltet das Auslesen der Messspannung und entspricht dem Vorgehen mit einer Konstantstromquelle.

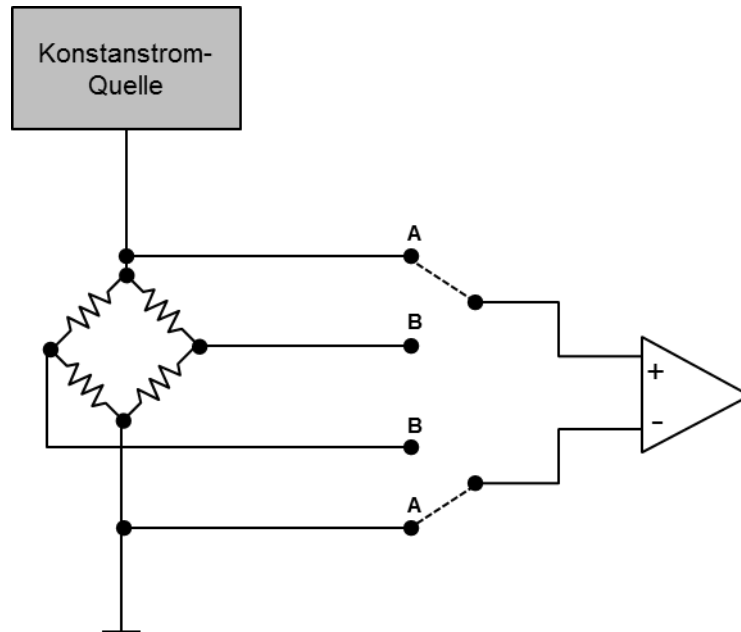


Abbildung 3-37

Implizite Temperaturmessung und Messen der Ausgangsspannung in zwei Phasen

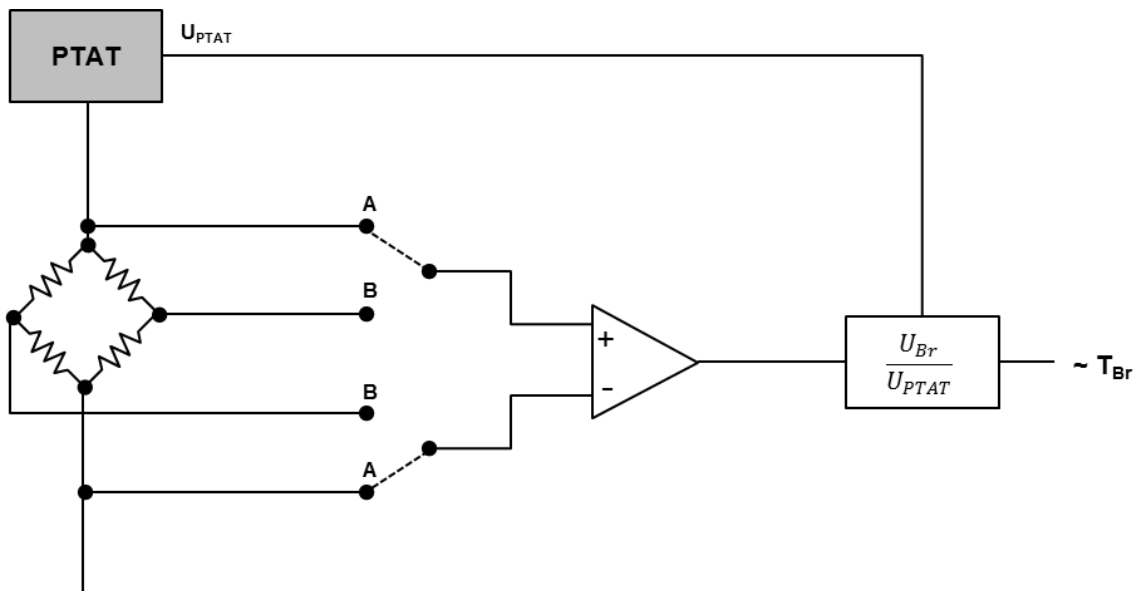


Abbildung 3-38

Bestimmung der Brückentemperatur mittels einer PTAT-Stromquelle

3.10 Temperaturkompensation

Die implizite Messung der Sensortemperatur, das bedeutet ohne zusätzlichen Temperatursensor, sowie die Kompensation ihres Effektes wurde beispielhaft anhand eines Magnetoresistiven Sensors demonstriert und in einem gemeinsamen Projekt [79] vorgestellt. Eingesetzt wurde der Sensor AF755 der Firma Sensitec, welcher als Vollbrücke aufgebaut ist und auf dem anisotropen magnetoresistiven Effekt (AMR) beruht. Die Widerstandswerte der Brücke und damit die Ausgangsspannung des Sensors ändern sich abhängig vom sie umgebenden Magnetfeld, allerdings wird die Empfindlichkeit ebenfalls durch die Temperatur beeinflusst. Im Datenblatt [80] wird die Sensitivität als Funktion der magnetischen Feldstärke H , der Ausgangsspannung U_{out} sowie der Versorgungsspannung U_{supply} ausgedrückt:

$$S = \frac{\left(\frac{U_{out}}{U_{supply}}\right)}{H} \quad (3-7)$$

Des Weiteren wird für S folgende Temperaturabhängigkeit angegeben:

$$S(T) = -0,061 \left[\frac{\left(\frac{mV/V}{kA/m}\right)}{^{\circ}C} \right] T + 16,1 \left(\frac{mV/V}{kA/m}\right) \quad (3-8)$$

Bei vorausgesetzter Kenntnis von T kann die magnetische Feldstärke somit temperaturunabhängig bestimmt werden aus der Gleichung:

$$H = \frac{\left(\frac{U_{out}}{U_{supply}}\right)}{S(T)} \quad (3-9)$$

Über einen Bereich von $-20\text{ }^{\circ}C$ bis $80\text{ }^{\circ}C$ wurde der Widerstand der Messbrücke gemessen und ein linearer Zusammenhang zwischen Widerstandswert und Temperatur gefunden, weshalb der Temperaturzustand des Sensors relativ einfach durch Messen der Versorgungsspannung bei bekanntem Strom ermittelt werden kann (Abbildung 3-39). Durch Verwendung dieser Methode konnte die temperaturbedingte Messabweichung, welche für Messungen bei $0\text{ }^{\circ}C$ und $60\text{ }^{\circ}C$ für eine magnetische Feldstärke von $H = 0,4\text{ kA/m}$ entstand, auf $0,77\text{ }%$ reduziert werden, gegenüber $22,6\text{ }%$ unter Vernachlässigung des Temperatureinflusses. Abbildung 3-40 zeigt die Versuchsanordnung.

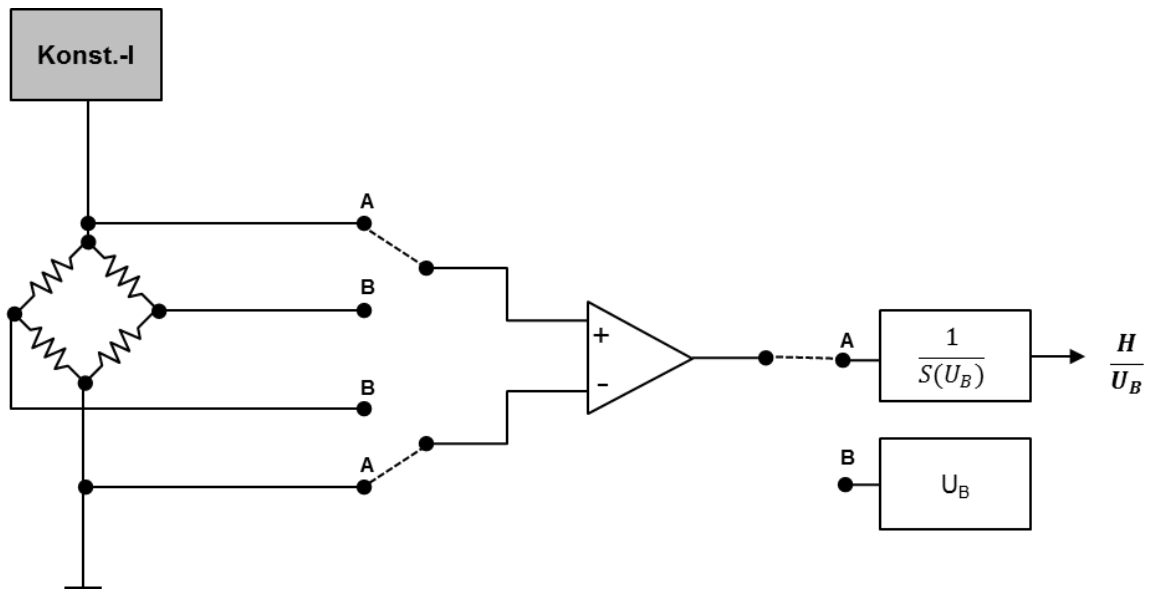


Abbildung 3-39
Temperaturkompensation am Beispiel eines AMR-Sensors

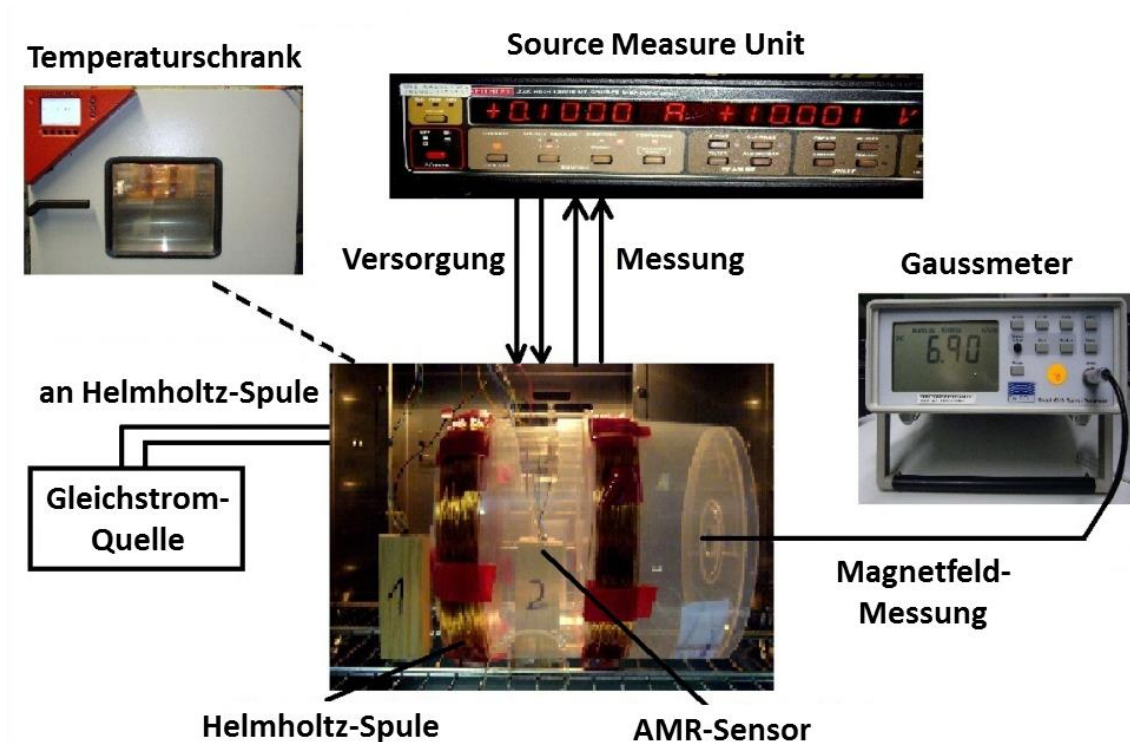


Abbildung 3-40
Versuchsanordnung zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit des AMR-Sensors
AFF755

3.11 Flip-Schaltung

Speziell zur Verwendung mit AMR-Sensoren wurde eine Schaltung entwickelt, um eine interne Flip-Spule anzusteuern. Bei AMR-Sensoren ist es möglich, dass sie in einen Zustand der Sättigung geraten, wenn sie einem zu starken Magnetfeld ausgesetzt sind. Sie werden dann insensitive und sind für die Detektion schwacher Magnetfelder nicht mehr geeignet. Unter anderem in dem untersuchten Sensor AFF755 ist aus diesem Grund eine Flip-Spule integriert, mit der um die Sensorbrücke ein Magnetfeld erzeugt wird, welches den Sättigungszustand neutralisiert, indem es die ursprüngliche Orientierung der Brückenelemente wieder herstellt. Dazu ist es notwendig, die Flip-Spule mit einem kurzen Strompuls zu speisen, der groß genug ist, um ein entsprechendes Feld zu generieren. Im Falle des AFF755 ist dieser mit 150 mA für 1 μ s im Datenblatt angegeben, wobei die Stromstärke in Abhängigkeit von der Dauer variieren kann. Der ohmsche Widerstand der Flip-Spule beträgt zwischen 1,5 Ω und 2 Ω . Im Anschluss muss derselbe Vorgang nach einer Abkühlphase in entgegengesetzter Richtung wiederholt werden. Üblicherweise wird eine Flip-Schaltung mit diskreten Bauelementen realisiert. Um diese jedoch mit der Sensorelektronik auf Chip-Ebene zu vereinen, wurde stattdessen eine integrierte Flip-Schaltung entworfen und in gesonderter Studie vorgestellt [81]. Sie ist in Form einer H-Brückenschaltung aufgebaut, sodass die Spuleneingänge wechselseitig mit der positiven und negativen Betriebsspannung verbunden werden können. Da der Spulenwiderstand sehr gering ist, können auch mehrere AMR-Sensoren in Reihe angesteuert werden. Der maximal mögliche Strom wird dabei durch die Dimensionierung der Transistoren begrenzt. Die Schaltung schließt auch eine Ansteuerlogik ein, die jeweils nur das Schalten in einer Richtung zulässt und eine Kurzschlusschaltung verhindert. Die Schaltung ist in Abbildung 3-41 dargestellt, die Simulation für einen Widerstandswert von 6,6 Ω in Abbildung 3-42 gezeigt und der physikalische Entwurf in Abbildung 3-43 wiedergegeben.

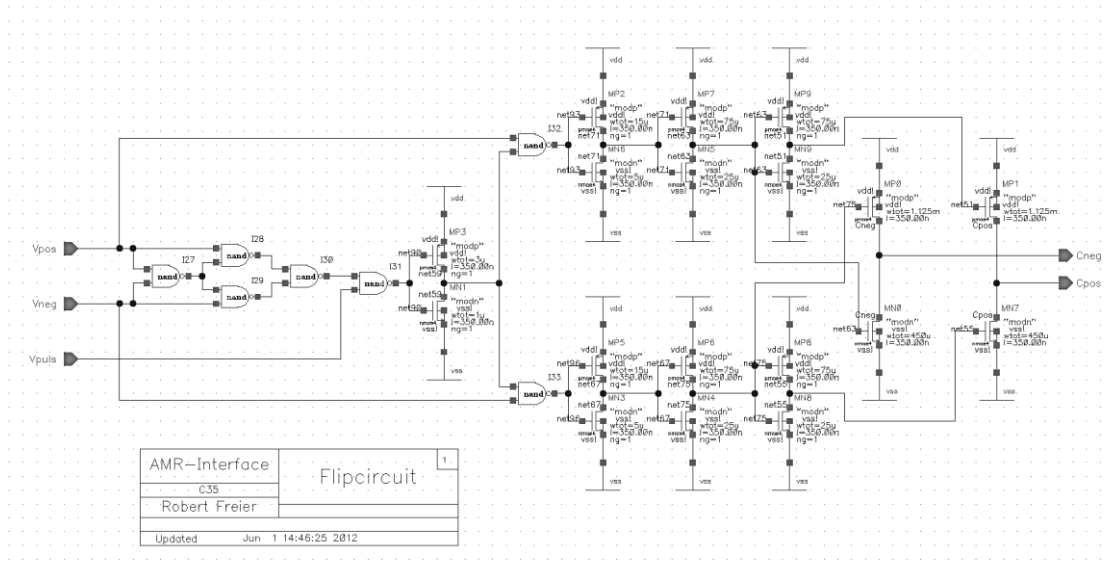


Abbildung 3-41
Schaltbild der integrierten Flip-Schaltung mit Ansteuerlogik

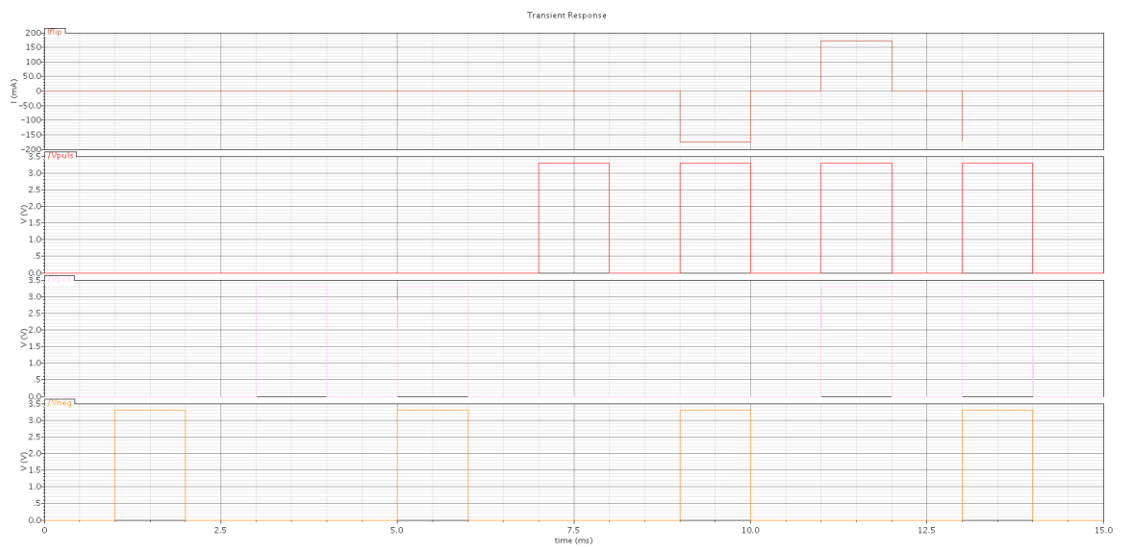


Abbildung 3-42
Simulation der Flip-Schaltung an $6,6 \Omega$ für alle Ansteuerkombinationen, der Ausgangsstrom weist einen Betrag von ca. 170 mA auf

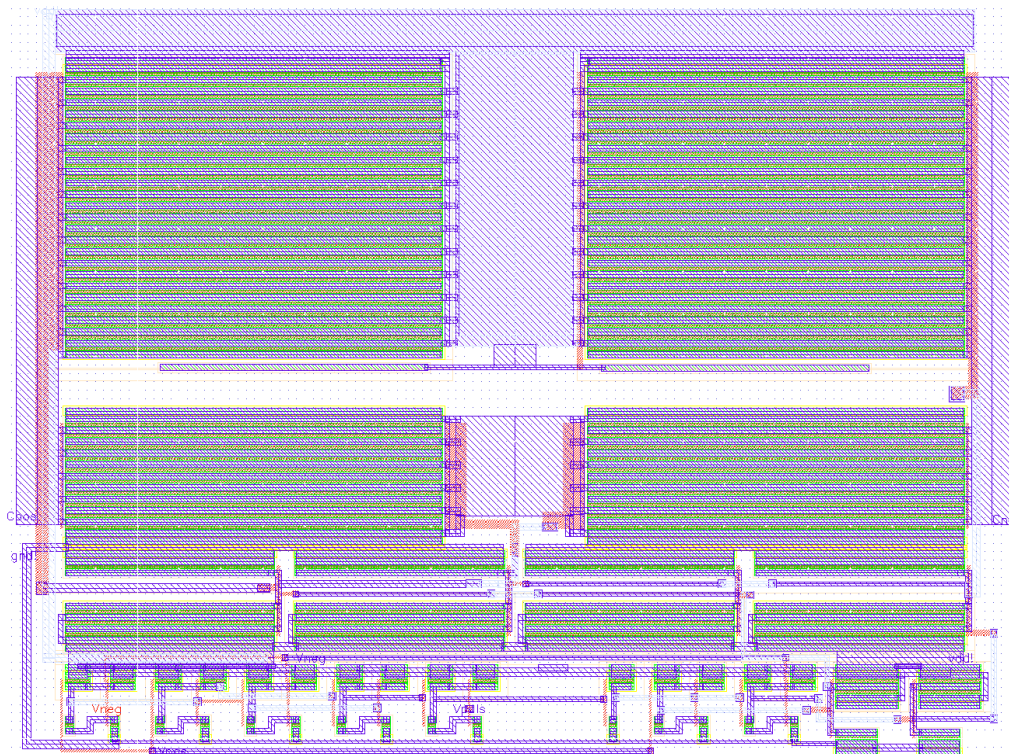


Abbildung 3-43

Layout der Flip-Schaltung mit einem Flächenbedarf von $119 \mu\text{m} \times 88 \mu\text{m}$

4. Das universelle Sensor-Interface

4.1 Architektur

Im vorigen Kapitel wurden diverse Messverfahren und in diesem Kontext verschiedene Schaltungsblöcke diskutiert. Nun sollen alle beschriebenen Methoden auf einem einzigen Chip zu einer generischen Sensorelektronik integriert werden, welche dann als Schnittstelle für die Aufnahme der folgenden Messgrößen dient:

- Spannung
- Strom
- Widerstand
- Kapazität
- Induktivität
- Frequenzabhängige Impedanz

Die Ausgabe soll dabei wahlweise entweder als analoge Spannung oder in digitaler Form erfolgen. Das Ziel ist ein universelles Multi-Sensor-Interface für die Anwendung in intelligenten eingebetteten Self-x Systemen (USIX). Zunächst bedeutet dies, dass statt nur eines einzelnen Sensors mehrere Messelemente gleichzeitig mit dem Interface verbunden sein sollen. Das ermöglicht das Erfassen auch mehrdimensionaler Messwerte, beispielsweise zur räumlichen Auflösung einer Größe oder um mehrere Parameter registrieren zu können. Des Weiteren sollen mit Hilfe geeigneter Self-x Funktionen Möglichkeiten zur dynamischen Rekonfigurierbarkeit, Selbst-Überwachung und Selbst-Konfiguration realisiert werden. Dies betrifft für die beabsichtigte Schnittstelle die aufgeführten Bereiche:

- Verstärkung
- Eingangsbereich
- Messhäufigkeit
- Offset
- Temperatur
- Alterung
- Leistungsaufnahme der Sensorik

Im Folgenden werden der Entwurf und die Realisierung des Interface-ICs beschrieben.

4.2 Der vollständige Entwurf

Wie bereits erwähnt, soll es möglich sein, mehrere, auch verschiedene Sensoren gleichzeitig mit dem Interface zu verbinden. Um Chipfläche und damit Kosten einzusparen, wurde es als sinnvoll erachtet, die Elektronik in einfacher Ausführung auf dem Chip zu integrieren und dieselbe Schaltung zum sequentiellen Auslesen der unterschiedlichen Messgrößen zu verwenden. Bezüglich des Instrumentierungsverstärkers und der damit verbundenen Messverfahren wurde der Eingang daher in Form von drei schaltbaren Kanälen realisiert, welche anhand eines Multiplexers selektiert werden können.

In Kapitel 3.2 wurde beschrieben, dass zur Messung von Strömen ein niederohmiger Widerstand vor den Eingang des Instrumentierungsverstärkers geschaltet wird. Da die hierfür notwendigen CMOS-Schalter mit ihrem Eigenwiderstand die Messung verfälschen würden, sofern für Spannungs- Widerstands- und Strommessung derselbe Eingang verwendet wird, erfolgte die Ausführung der Strommessung als Vierleitermessung an separaten Eingängen für jeden Kanal mit festverdrahteten Widerständen von je $0,1\text{ k}\Omega$. Der Messbereich kann über die Verstärkung des Instrumentierungsverstärkers eingestellt werden, sodass sich für dessen Eingangsspannungsbereich von $U_{ref} \pm 150\text{ mV}$ und eine Verstärkung von 1 ein maximaler Eingangsstrom von ca. 3 mA ergibt. Falls Ströme gemessen werden sollen, die diesen Messbereich überschreiten oder eine höhere Auflösung erwünscht ist, kann das mit Hilfe des Spannungseingangs geschehen, indem ein entsprechend dimensionierter Widerstand extern an beide Kontakte angeschlossen wird.

Die meisten Sensoren benötigen eine Versorgung oder Anregung in Form von Strom oder Spannung. Für jeden Kanal sollen daher neben der reinen Signalaufnahme auch die Versorgung des angeschlossenen Sensors bereitgestellt werden sowie sämtliche Referenzsignale, die für die unterschiedlichen Messprinzipien erforderlich sind. Neben den differentiellen Messeingängen für Strom und Spannung wurde deshalb jeder Kanal mit zwei Versorgungsausgängen versehen, dessen Kontakte unabhängig voneinander mittels eines Multiplexers zwischen positiver und negativer Betriebsspannung, Gleichspannungs-, Strom- und Wechselspannungsreferenz frei programmierbar sind. Beispielhaft für die Temperaturmessung und -kompensation einer Sensorbrücke wurde in den Kapiteln 3.9 und 3.10 dargelegt, dass es sinnvoll sein kann, das Sensorelement entlang der Versorgungsklemmen zu messen. Um diese zusätzliche Messwertaufnahme im laufenden Betrieb für jeden angeschlossenen Sensor zu ermöglichen, kann über den Eingangsmultiplexer des Instrumentierungsverstärkers eine Verbindung zu den Kontakten der Versorgungsausgänge hergestellt werden. Diese Ein-/Ausgänge dienen somit gleichzeitig als Mess- und Versorgungskontakte. Selbst wenn keine Versorgung benötigt wird, können die Kontakte als Messeingang für einen weiteren Sensor genutzt werden, außerdem können sie als Eingänge für die Kapazitätsmessung konfiguriert werden. Folglich ist die Möglichkeit gegeben, aufgrund der drei Eingänge pro Kanal insgesamt

bis zu neun Sensoren gleichzeitig an alle drei Kanäle anzuschließen. Die Modellierung der Eingänge ist für einen Kanal symbolisch in Abbildung 4-1 illustriert.

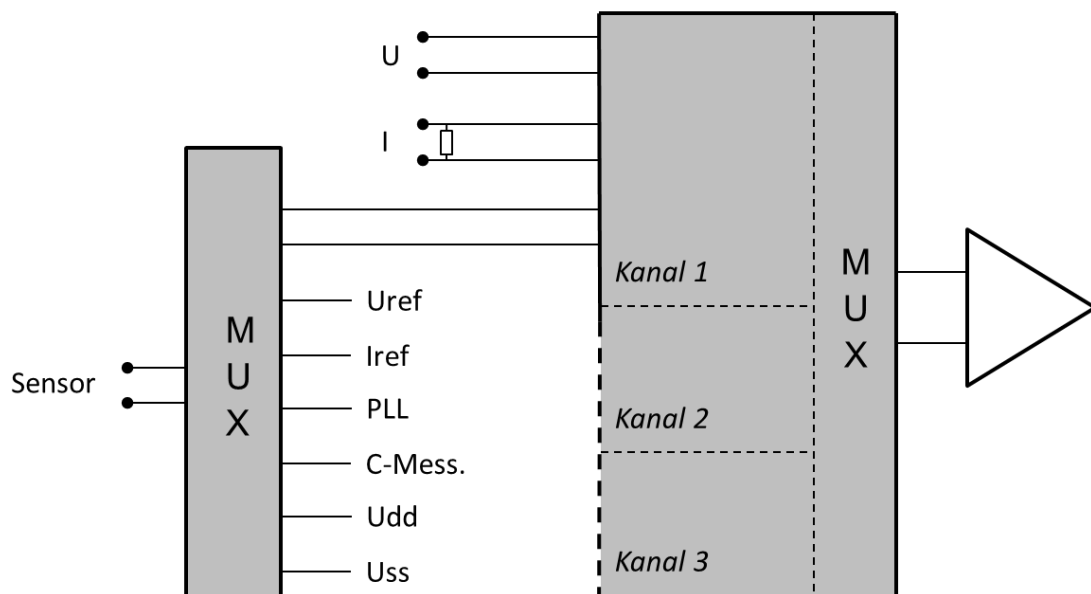


Abbildung 4-1

Schematische Veranschaulichung der mit dem Instrumentierungsverstärker messbaren Ein-/Ausgänge. Die Kanäle 2 und 3 wurden im Bild vereinfacht und gleichen der gezeigten Darstellung von Kanal 1

Der Ausgang des Instrumentierungsverstärkers ist eine analoge Spannung. Je nach Anforderung soll das Interface in der Lage sein, die Ausgabe analog oder digital darzustellen, weshalb es mit einem integrierten Analog-Digital-Wandler versehen wurde. Zunächst wurde speziell für dieses Interface ein hochauflösender 21 Bit Delta-Sigma-Wandler entwickelt [82]. Hauptsächlich bedingt durch dessen hohen Flächenbedarf von etwa 4 mm^2 in der Zieltechnologie wurde letztlich ein 10 Bit ADC eingesetzt, der nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation arbeitet und als Standardzelle zur Verfügung stand. Neben dem erheblich geringeren Flächenbedarf hat dieser gegenüber dem 21 Bit Wandler den Vorzug einer um das Zehnfache höheren Abtastrate von 100 kS/s und bietet, aufgrund des im Delta-Sigma-Wandler benötigten Dezimationsfilters, den zusätzlichen Vorteil einer deutlich geringeren Durchlaufverzögerung.

Um die genannte Abtastrate zu erreichen, muss der Analog-Digital-Wandler mit einem Taktsignal von 1 MHz gespeist werden, welches durch die Phasenregelschleife zur Verfügung gestellt wird. Die PLL generiert außerdem Taktsignale mit 15,625 kHz für den Instrumentierungsverstärker sowie die Schaltung zur Erzeugung der Referenzspannungen und Taktsignale mit 4 MHz für die Kapazitätsmessung sowie alle wechselförmigen

Referenzen, welche über die Ein-/Ausgänge der jeweiligen Kanäle nach außen geführt werden können.

Für den Betrieb benötigt die PLL verschiedene Bias-Stromquellen. Anhand entsprechend dimensionierter Stromspiegel werden diese innerhalb des Bandgap-Strom- und Spannungsreferenzblocks eingestellt und an die PLL geleitet, was auch für alle anderen Schaltungen auf dem Chip geschieht, die Bias-Ströme erfordern, wie Instrumentierungsverstärker und Referenzspannungsverstärker. Auf die gleiche Weise werden mit programmierbaren Stromspiegeln die Referenzströme für die Ein-/Ausgangskontakte der drei Kanäle des Chips generiert, wobei diese zwischen ca. $0,5 \mu\text{A}$ und $2,048 \text{ mA}$ konfiguriert werden können. Sofern die Phasenregelschleife ohne externen Oszillator betrieben wird, dient die Bandgap-Referenzspannung zudem als Steuerspannung für den spannungsgesteuerten Oszillator. Zusätzlich fungiert sie als Eingangssignal für den Referenzspannungsverstärker. Dieser wiederum ist an die Versorgungsmultiplexer der drei Kanäle angeschlossen, um verschiedene Gleichspannungen für die Sensorelemente bereitzustellen.

Ferner ist an diese Multiplexer auch die Schaltung zur Kapazitätsmessung angeschlossen, für die ebenfalls ein Referenzstrom nötig ist. Um die programmier- und schaltungs-technische Komplexität nicht übermäßig zu steigern, bedient sich die Kapazitätsmessung des einstellbaren Referenzstromes des dritten Kanals, unabhängig davon, an welchen Kanälen kapazitive Messungen tatsächlich durchgeführt werden. Da die Kapazitätsbestimmung auf der Zeitmessung mittels des 4 MHz Taktsignals basiert, muss über einen bestimmten Zeitraum die Anzahl der Taktpulse bestimmt werden, was mit Hilfe eines asynchronen 12 Bit Zählers realisiert wird. 12 Bit entsprechen einem Dezimalwert von 4096 maximal zählbaren Pulsen mit einer Periodendauer von $0,25 \mu\text{s}$. Mit den einstellbaren Werten für Referenzstrom und –spannung resultiert aus den Berechnungen in Kapitel 3.4 ein theoretischer Messbereich zwischen ca. 60 fF und $1,75 \mu\text{F}$. Ergänzend ist es bei dem beschriebenen Aufbau zusätzlich möglich, die Strom- und Spannungsreferenzen zu deaktivieren und entsprechende Größen aus externen Referenzen über die selektierbaren Ein-/Ausgänge einzuspeisen. Der Messbereich ist dadurch nahezu beliebig erweiterbar.

Das bei der Kapazitätsmessung angewandte Prinzip der Pulszählung kommt, wenn auch mit anderem Hintergrund, ebenfalls bei der Temperaturmessung zum Tragen. Der asynchrone 12 Bit Zähler lässt sich deshalb für beide Funktionen, also sowohl die Kapazitäts- als auch die Temperaturmessung, nutzen.

Sämtliche zuvor beschriebenen Schaltungen verwenden die drei Eingangskanäle. Es existieren aber auch zwei Schaltungsblöcke, deren Integration in das Interface unabhängig von den drei Kanälen durchgeführt wurde. Zum einen betrifft dies die Flipschaltung. Bedingt durch die hohen, zum Flippen benötigten Ströme, werden ihre Anschlüsse über separate hochstromfähige Kontakte nach außen geführt. Außerdem wäre eine Aufteilung in drei Kanäle nur bedingt sinnvoll, da selbst drei in Reihe geschaltete AMR-

Sensoren von der Flipschaltung zur gleichen Zeit bedient werden können. Die zweite Zelle, welche nicht über die drei Kanäle verbunden wird, ist der Transimpedanzverstärker. Dieser soll zur Messung von Impedanzen den Strom durch eine angeschlossene Probe in eine Spannung wandeln, wobei analoge Schalter wie die der Multiplexer den entstehenden Stromfluss und damit die Messung verfälschen würden. Der Transimpedanzverstärker besitzt daher drei separate Kontakte, einen zum Verbinden des Sensorelements sowie zwei weitere zum Anschluss eines Widerstandes, mit dem die Verstärkung respektive der Messbereich eingestellt werden. Trotz der unabhängigen Realisierung lassen sich als Eingangssignal des Verstärkers die Signalausgänge der drei Kanäle nutzen. Auch der Ausgang kann, indem er über eine externe Verbindung mit dem Spannungseingang des Instrumentierungsverstärkers verbunden wird, in einen Digitalwert gewandelt werden.

Der hohe Grad an Rekonfigurierbarkeit, den die Schnittstelle aufweisen soll, bedeutet im Umkehrschluss, dass jeder einstellbare Bestandteil eine programmierbare Ansteuerung benötigt. Die digitalen Signale im Chip wurden in zwei Kategorien aufgeteilt: In Steuersignale und Konfigurationssignale. Steuersignale bestimmen die zeitlichen Abläufe und bedürfen keiner Speicherung auf dem Chip. Zu ihnen gehören etwa das Ansprechen der jeweiligen Kanäle oder Schaltungen zum gewünschten Zeitpunkt, die Ansteuerung der Flip-Schaltung oder das Versetzen des Systems in den Ruhemodus. Die Steuersignale können beispielsweise durch einen Mikrocontroller vorgegeben werden. Im Unterschied dazu werden die Konfigurationssignale für Einstellungen verwendet, die weniger häufig geändert werden und in der Regel einen Messzyklus überdauern. Dazu gehören zum Beispiel die Einstellungen der Strom- und Spannungsreferenzen, Frequenzen oder der Verstärkungsfaktor. Diese Werte können in einem dafür vorgesehenen Konfigurationsregister hinterlegt werden. Es besitzt 137 Bit, was der Anzahl aller Konfigurationsparameter entspricht und wurde in Form eines Schieberegisters realisiert, welches seriell beschreibbar ist. Detaillierte Informationen zur Registerbelegung können in Anhang A eingesehen werden.

Eine vollständige Übersicht, wie der Aufbau des universellen Sensor-Interfaces gegliedert wurde, ist in Abbildung 4-2 ausgeführt.

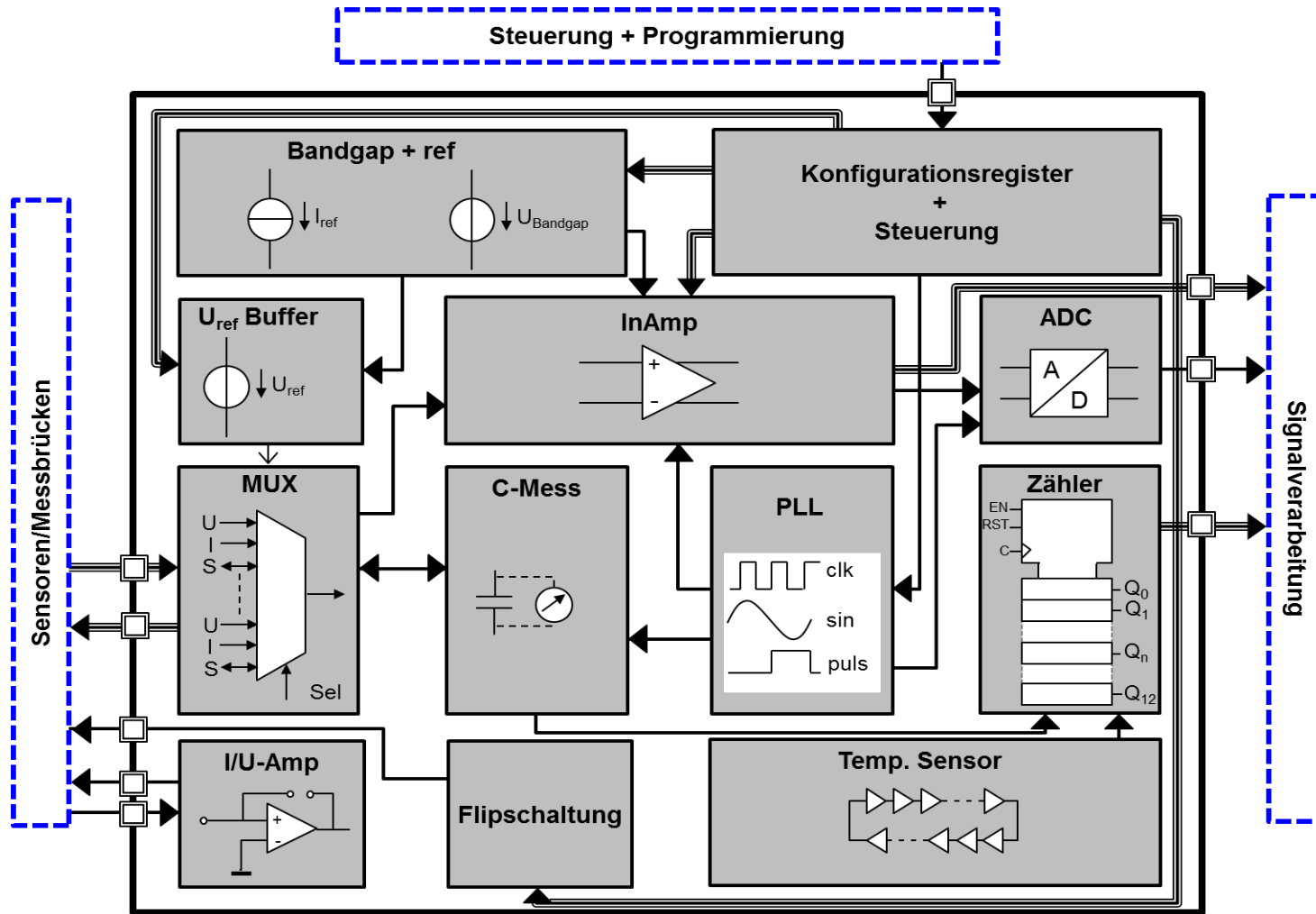


Abbildung 4-2

Vereinfachend dargestelltes Blockschaltbild der Architektur des universellen Self-x Sensor-Interfaces USIX

4.3 Implementierung und Validierung

Die Architektur des universellen Sensor-Interfaces wurde zunächst unter Einbeziehung der Schaltungsblöcke aus Kapitel 3 auf Schaltungsplanebene umgesetzt und durch Simulationen bestätigt, bevor die Implementierung des Gesamtsystems in einem 0,35 μm CMOS-Prozess der ams AG erfolgte (Abbildung 4-3). Das Layout des entworfenen Chips entspricht einem Quadrat mit 3405,8 μm Kantenlänge und 64 Bond-Kontakten. Es ist in Abbildung 4-4 illustriert, die Konfiguration der Pins kann Tabelle 4-1 entnommen werden.

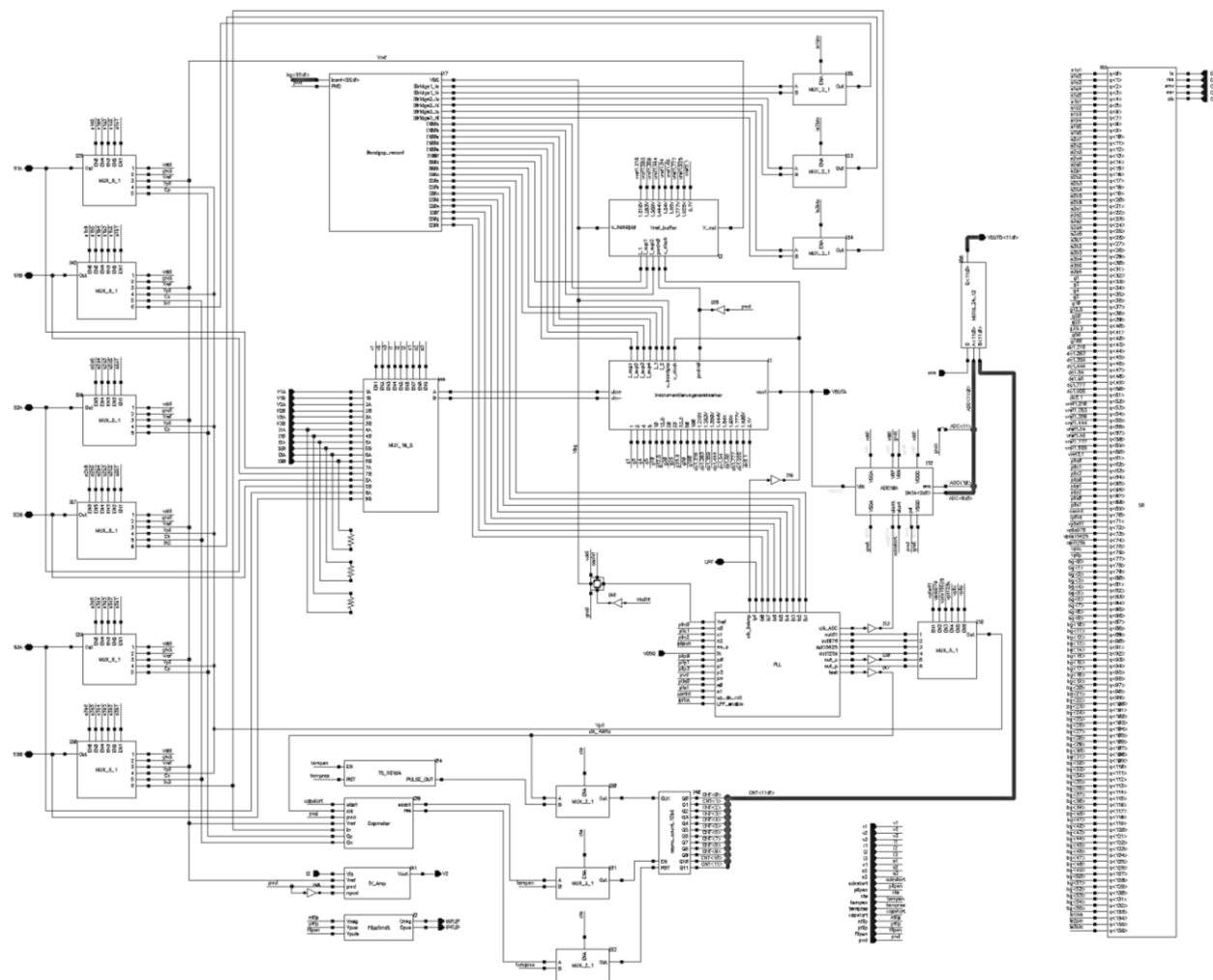


Abbildung 4-3
 Schaltplan des universellen Self-x Sensor-Interfaces, erstellt mit Virtuoso Schematic Editor von Cadence Design Systems

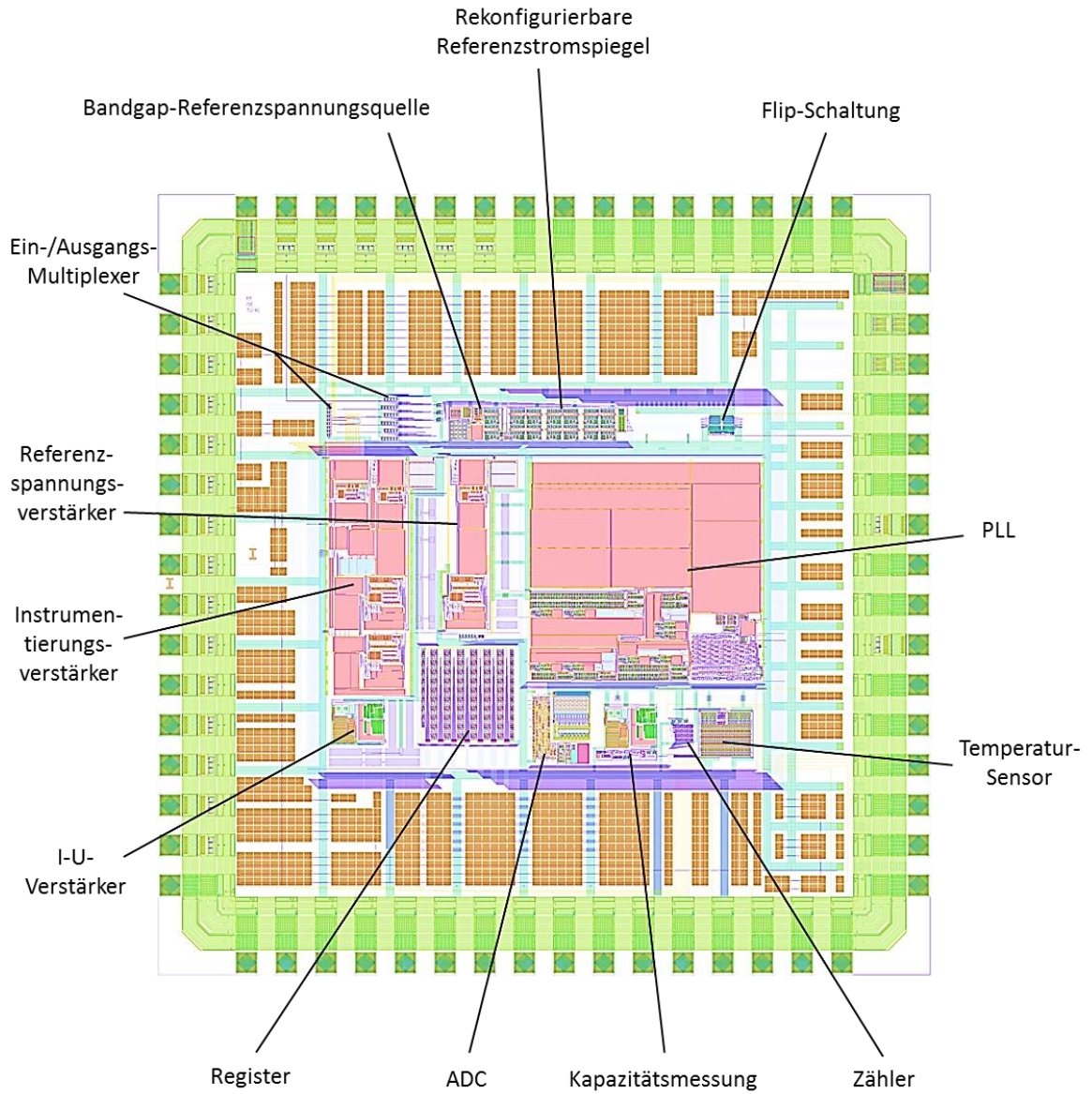


Abbildung 4-4
 Chip-Entwurf des universellen und dynamisch rekonfigurierbaren Sensor-Interfaces
 USIX

Pin	Bezeichnung	Funktion
1	I1B	Strom-Eingänge
2	I2A	
3	I2B	
4	I3A	
5	I3B	
6	VOUTA	Analoger Ausgang
7	VZ	Ausgang I-U-Verst.
8	IZ	Eingang I-U-Verst.
9	CFGIN	Register Daten-Eingang
10	-	
11	CFGRES	Register Reset
12	CFGW	Register Schreibzugriff
13	CFGR	Register Lesezugriff
14	CFGCLK	Register Takt
15	VOUTD<0>	Digitale Ausgänge
16	VOUTD<1>	
17	VOUTD<2>	
18	VOUTD<3>	
19	VOUTD<4>	
20	VOUTD<5>	
21	VOUTD<6>	
22	VOUTD<7>	
23	VOUTD<8>	
24	VOUTD<9>	
25	VOUTD<10>	
26	VOUTD<11>	
27	-	
28	tempen	Temperaturmess. Start
29	tempres	Temperaturmess. Reset
30	cts	Zähler C/Temp.-Mess.
31	acs	Dig. Ausg. In-Amp/Zähler
32	capstart	C-Messung Start
33	adcstart	ADC Start
34	VOSC	Oszillator Eingang

Pin	Bezeichnung	Funktion
35	pwd	Power-Down
36	pllpen	Puls Start
37	LPF	Eingang für PLL-LPF
38	flipen	Flipschaltung Enable
39	pflip	Positiver Flip-Strompuls
40	nflip	Negativer Flip-Strompuls
41	INFLIP	Neg. Flip-Anschluss
42	IPFLIP	Pos. Flip-Anschluss
43	GND	Eingang Masse
44	-	
45	s3	Auswahl der InAmp-Eingangssignale
46	s2	
47	s1	
48	i3	
49	i2	
50	i1	
51	v3	
52	v2	Messbare Ein-/Ausgänge
53	v1	
54	S3B	
55	S3A	
56	S2B	
57	S2A	Eingang 3,3 V
58	S1B	
59	S1A	
60	VDD	
61	-	
62	V1A	Spannungs-Eingänge
63	V1B	
64	V2A	
65	V2B	
66	V3A	
67	V3B	
68	I1A	Strom-Eingang

Tabelle 4-1

Pin-Belegung des universellen Sensor-Interface-ICs für ein 68-poliges Gehäuse

Auf Basis parasitisch extrahierter Netzlisten wurde das Zusammenspiel der Gesamtschaltung anhand einer Post-Layout-Simulation validiert, indem das Interface in einer Beispielkonfiguration mit einem Signalmuster angeregt wurde, um die Art von Funktionen zu prüfen, welche die Beteiligung mehrerer Zellen erfordern. Der Instrumentierungsverstärker wurde hierzu auf einen Verstärkungsfaktor von 2 mit Gleichtaktausgangsspannung 1,65 V konfiguriert, die Referenzspannung ebenfalls auf 1,65 V eingestellt und die PLL auf eine Rechteck-Ausgangsspannung der Frequenz 125 kHz programmiert. Der analoge Ausgang *VOUTA* wurde mit 100 k Ω belastet, die Kontakte der Flip-Schaltung *INFLIP* und *IPFLIP* mittels eines 6,6 Ω Widerstands verbunden und eine Kapazität von 100 pF an die Ein-/Ausgänge *S3A* und *S3B* angeschlossen. Das angelegte bzw. zum entsprechenden Simulationszeitpunkt ausgelesene Signalmuster gliedert sich wie folgt:

0 – 50 μ s:	Einschalten und Einschwingvorgang
0 – 290 μ s:	Periodisches Umschalten der digitalen Ausgänge zwischen ADC und Zähler alle 10 μ s
10 μ s – 60 μ s:	Aktivierung der Flipschaltung mit Signal, pos. und neg. Flippen/Anlegen aller Kombinationen zwischen <i>nflip</i> und <i>pflip</i>
50 μ s – 90 μ s:	200 mV Gleichspannung zwischen <i>VIA</i> und <i>VIB</i>
60 μ s:	Starten der Kapazitätsmessung und des ADCs
90 μ s – 100 μ s:	0 V zwischen <i>VIA</i> und <i>VIB</i>
100 μ s – 140 μ s:	100 kHz Rechteckspannung mit 400 mV Amplitude (Bereichsüberschreitung) zwischen <i>V2A</i> und <i>V2B</i>
140 μ s – 180 μ s:	25 kHz Sinusspannung mit 150 mV Amplitude zwischen <i>V3A</i> und <i>V3B</i>
155 μ s:	Reset des Zählers
160 μ s:	Starten der Temperaturmessung
180 μ s – 200 μ s:	10 μ A von <i>I1A</i> nach <i>I1B</i>
200 μ s – 220 μ s:	-100 μ A von <i>I2A</i> nach <i>I2B</i>
220 μ s – 240 μ s:	1 mA von <i>I3A</i> nach <i>I3B</i>
240 μ s – 250 μ s:	PLL-Ausgang an <i>S1A</i> , Masse an <i>S1B</i>
250 μ s – 260 μ s:	Referenzspannung an <i>S2B</i> , Masse an <i>S2A</i>
260 μ s – 270 μ s:	Kapazitätsmessung zwischen <i>S3A</i> und <i>S3B</i> , Startsignal <i>capstart</i> bei 60 μ s
270 μ s – 280 μ s:	Abschalten der Verstärkereingänge
280 μ s – 290 μ s:	Power-Down

Die grafische Darstellung der Simulation ist in Abbildung 4-5 und Abbildung 4-6 gezeigt.

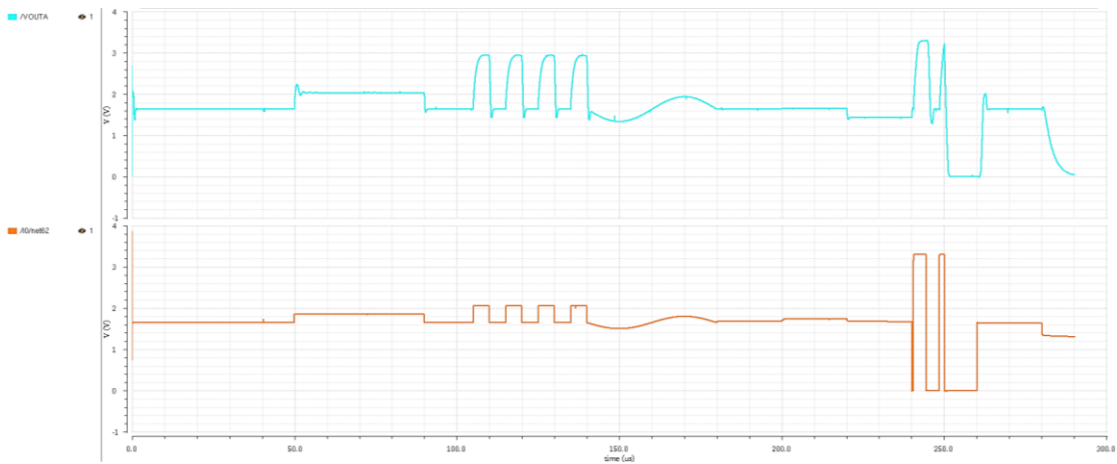


Abbildung 4-5
 Signalmuster der Post-Layout-Simulation am Eingang des Instrumentierungsverstärkers hinter dem Eingangsmultiplexer (unten) und analoges Ausgangssignal VOUTA (oben)

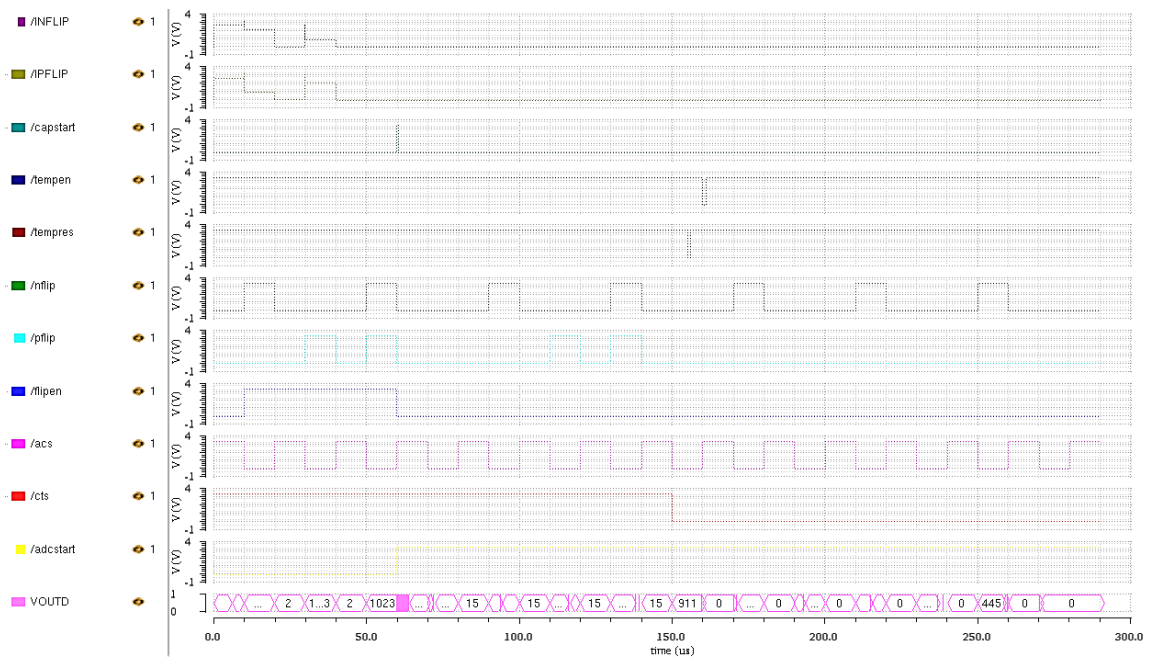


Abbildung 4-6
 Digitalausgabe VOUTD und Flip-Strom-Erzeugung von IPFLIP nach PFLIP sowie Steuersignale im Signalmuster der Post-Layout-Simulation

4.4 Herstellung von Testmustern

Der beschriebene IC-Entwurf wurde im Rahmen des Europractice-Programms durch die ams AG in 40 Einheiten produziert, von denen anschließend 31 Exemplare, organisiert von der Firma IMEC, mit 68-poligen CLCC-Gehäusen versehen wurden. Abbildung 4-7 zeigt eine Mikroskop-Aufnahme des Chips, in Abbildung 4-8 ist die Einfassung und Kontaktierung über Bond-Drähte in ein geöffnetes CLCC-Gehäuse zu sehen. Der Bondplan ist in Anhang B beigefügt.

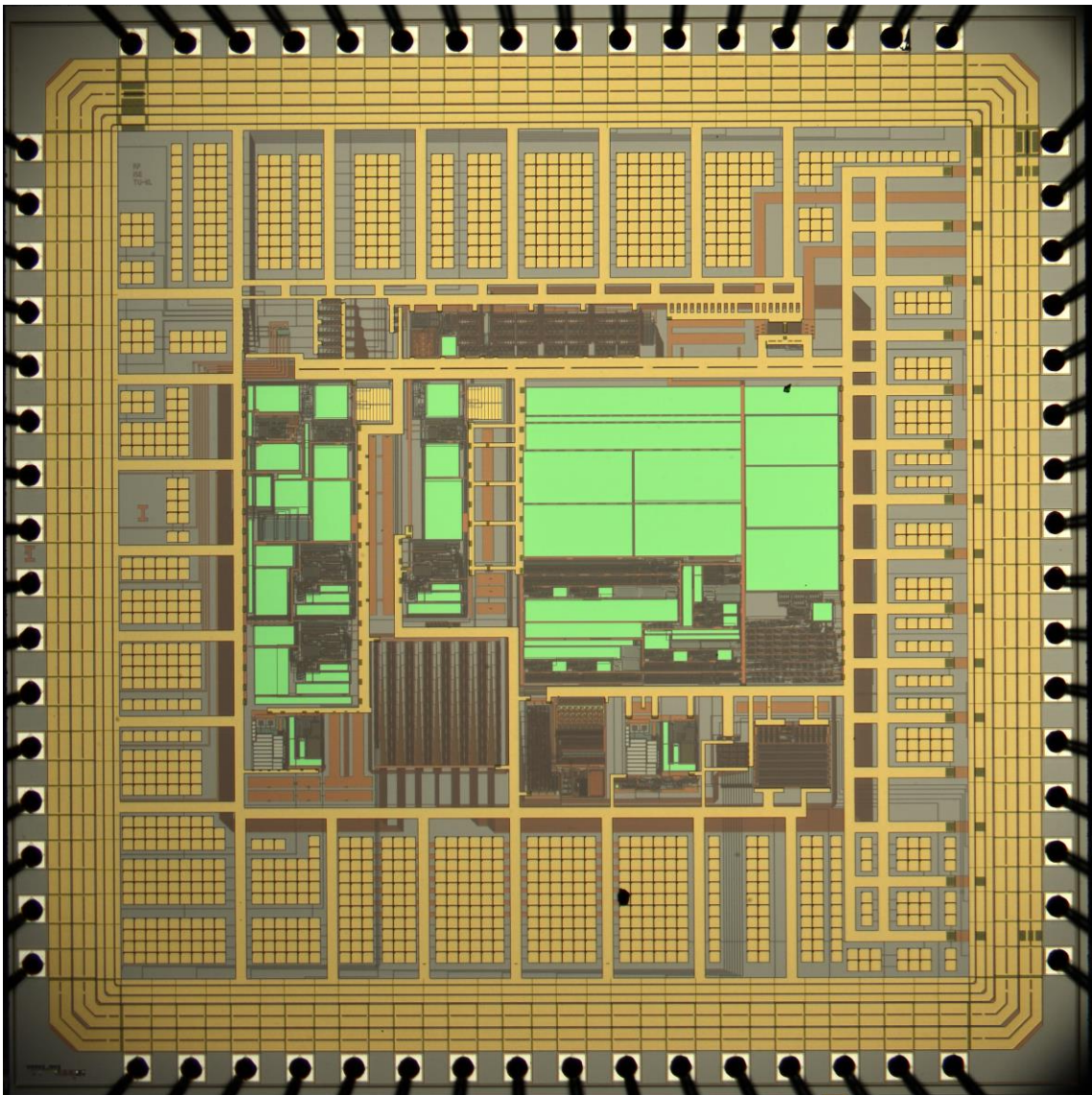


Abbildung 4-7
Mikroskop-Aufnahme des USIX-Chips

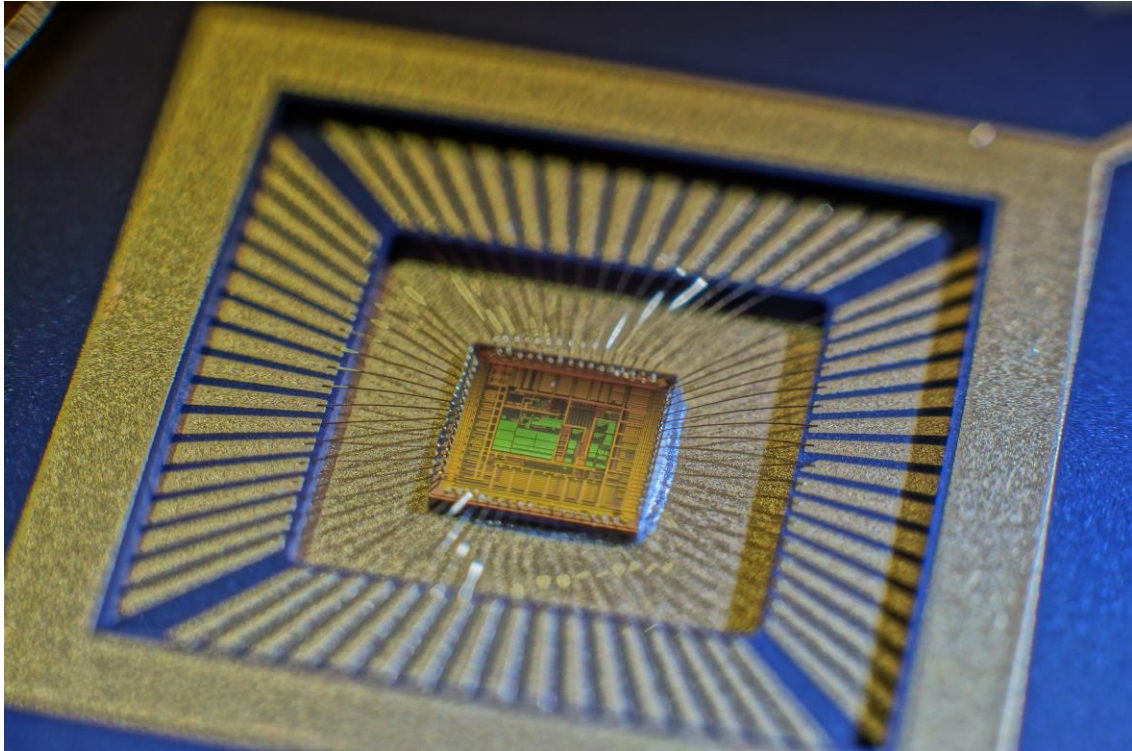


Abbildung 4-8

Integration des universellen Sensor-Interface-ICs in ein 68-Pin CLCC-Gehäuse

5. Physikalische Verifikation und Messung

5.1 Methodik der Funktionsüberprüfung

Um zu überprüfen, ob die gemäß des im vorigen Kapitel dargestellten Entwurfs von der ams AG hergestellten und durch Organisation der Firma IMEC mit 68-poligen CLCC-Gehäusen versehenen USIX-Testmuster in ihrer Funktion den simulierten Abläufen entsprechen, wie sie in den Kapiteln 3 und 4 beschrieben wurden, kam ein eigens für diesen Zweck entwickeltes Testsystem zum Einsatz. Zunächst wird daher in diesem Kapitel der Aufbau des Testsystems erläutert. Anschließend wird die Funktionsüberprüfung der hergestellten Testmuster beschrieben. Zusätzlich werden zur Charakterisierung des Temperaturverhaltens die maßgeblichen Elemente untersucht. Die sich ergebenden Resultate in Korrelation zu den Simulationen finden sich im Verlauf der folgenden Abschnitte.

5.2 Konstruktion eines geeigneten Testaufbaus

Es ist beabsichtigt, sowohl die Programmierung als auch die Steuerung der universellen Sensor-Schnittstelle mittels eines Mikrocontrollers zu handhaben. Für diese, aufgrund der hohen Signalanzahl für viele Mikrocontroller zu komplexe Aufgabe, wurde eine Arduino-DUE Plattform ausgewählt, welche über einen 32 Bit ARM Cortex-M3 Prozessor verfügt und eine ausreichende Anzahl von 54 digitalen Ein-/Ausgängen sowie 12 analogen Eingängen bereitstellt. Zudem entspricht die Betriebsspannung von 3,3 V der des Sensor-Interface-ICs, sodass eine gemeinsame Versorgung möglich und keine Anpassung der Signalpegel erforderlich ist.

Um eine platzsparende Verbindung zwischen Chip und Mikrocontroller herzustellen, wurde eine zweilagige Adapterplatine entworfen, die eine Fassung für das CLCC-Gehäuse enthält und auf die Mikrocontroller-Platine aufgesteckt werden kann. Zusätzlich enthält die Adapterplatine Kontaktleisten, sodass alle Pins des ICs auch von außen kontaktierbar sind, sowie Steckbrücken zum Konfigurieren verschiedener Verbindungen, einen 1 MHz Kristalloszillator, zwei Taster, zwei Schalter zum Umschalten zwischen vier verschiedenen Mikrocontroller-Konfigurationen und fünf Status-LEDs. Die zwei Taster sollen ein manuelles Auslösen der Flip-Schaltung und des Energiesparmodus ermöglichen, können aber, je nach Programmierung des Mikrocontrollers, auch für beliebige andere Funktionen verwendet werden. Das Foto von Abbildung 5-1 zeigt die Adapterplatine einschließlich des Mikrocontrollers. Details zur Pin-Konfiguration und der entworfenen Platine finden sich in Anhang C und D. Unter Einbindung der Adap-

terplatine samt Mikrocontroller wurde ein Testsystem aufgebaut, welches einen flexiblen Anschluss von Sensorelementen und Testsignalen über ein Steckbrett gestattet. Zum einfachen Auslesen digitaler Ausgaben enthält die Anordnung ein Display, weiterhin ist eine geregelte Spannungsversorgung vorhanden, um das Interface und eventuell anzuschließende Bauelemente störungsfrei und unabhängig von der Mikrocontroller-Platine versorgen zu können (Abbildung 5-2).

Speziell zur Programmierung und Steuerung der universellen Sensor-Schnittstelle wurde für den Mikrocontroller eine geeignete Software entwickelt. Abbildung 5-3 gibt den prinzipiellen Ablauf des Programms wieder.

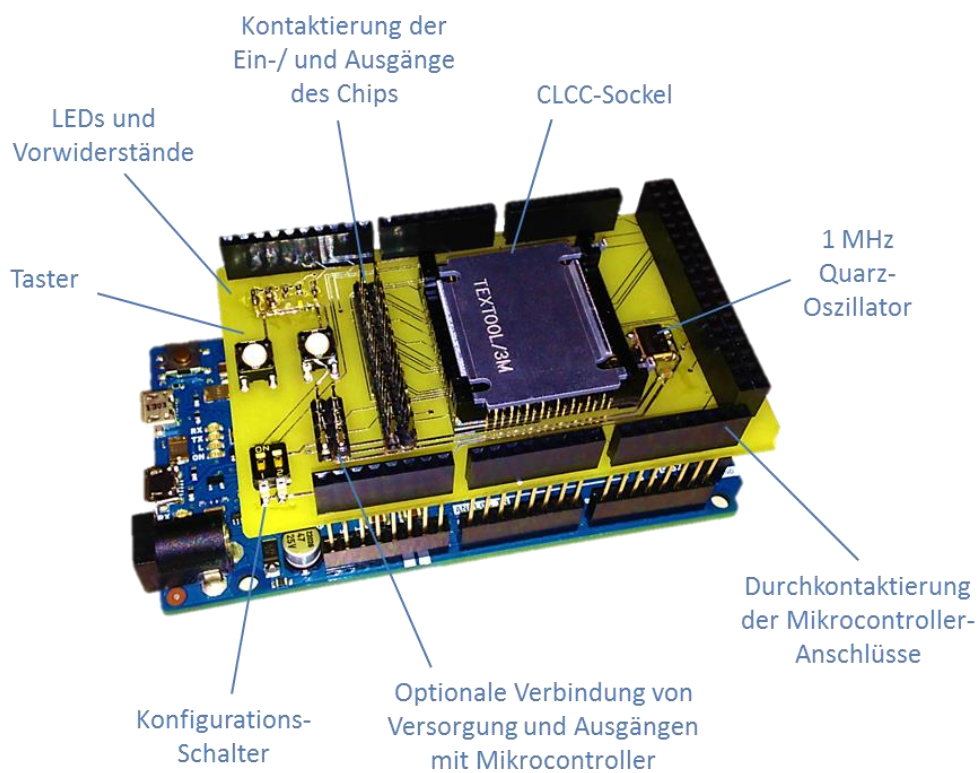


Abbildung 5-1
Adapterplatine zum Test des Interface-ICs, aufgesteckt auf eine Mikrocontroller-Platine

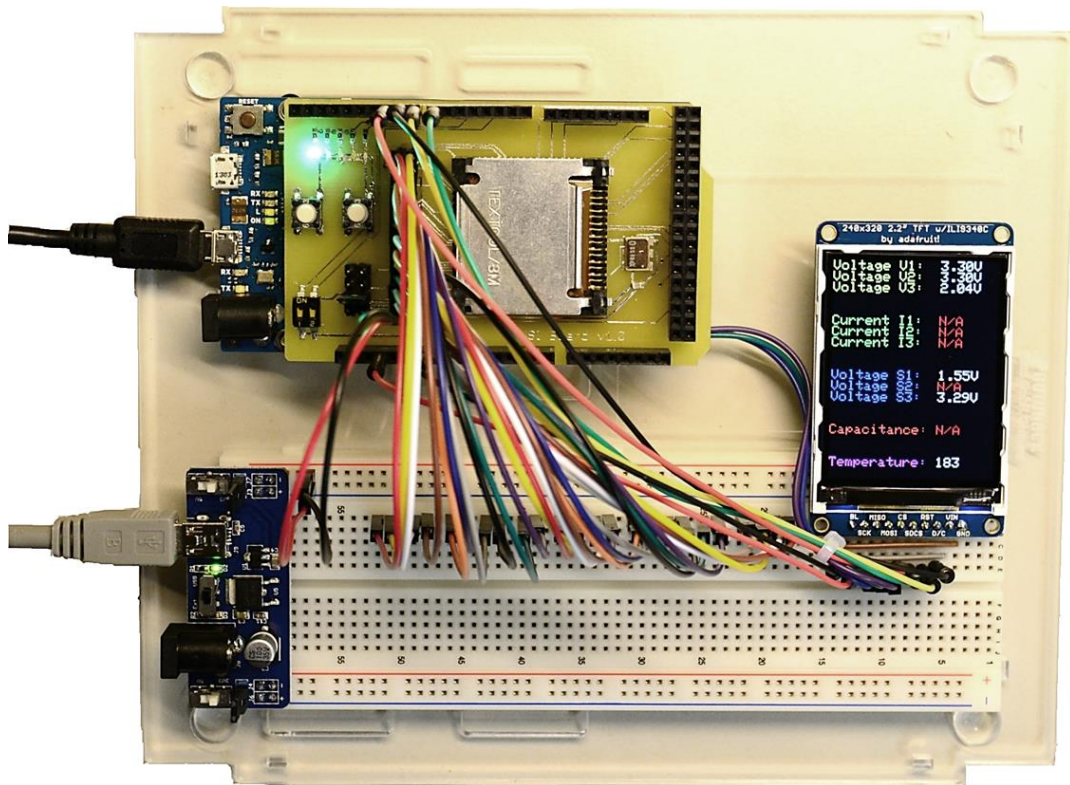


Abbildung 5-2
Testplattform mit Steckbrett, Spannungsversorgung und Display

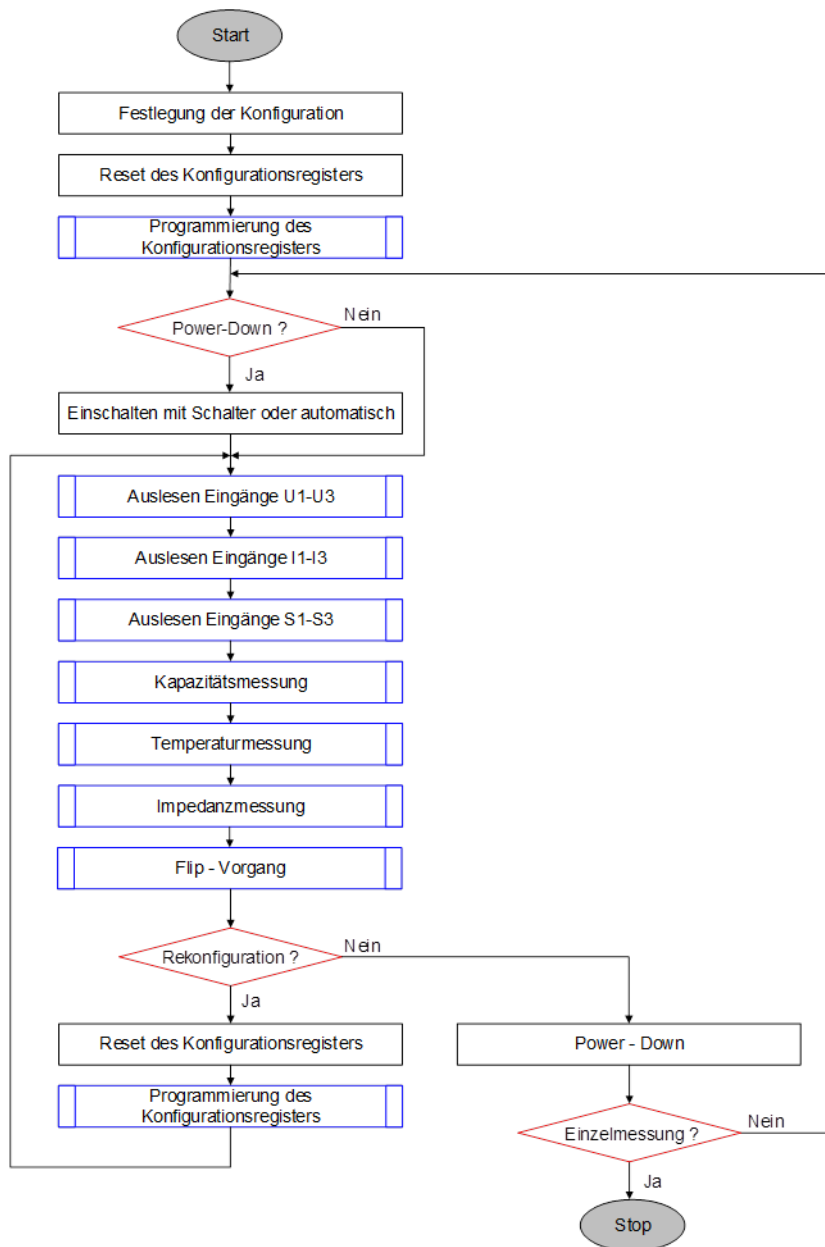


Abbildung 5-3
Beschreibung der Programmierung des Mikrocontrollers im Testsystem

5.3 Messungen

5.3.1 Allgemeiner Funktionstest

Die Überprüfung der generellen Funktionalität des Chips orientierte sich an der in Kapitel 4.3 erläuterten Post-Layout-Simulation mittels eines Signalmusters. Neben der korrekten Programmier- und Ansteuerbarkeit wurden sämtliche Eingänge der drei Kanäle

sowie die Ausgabe- und Messfunktion der kombinierten Ein-/Ausgänge getestet. Unter anderem wurde dabei die Funktion von Referenzspannungsquelle, Instrumentierungsverstärker, Phasenregelschleife und Energiesparmodus ersichtlich. Die verschiedenen Eingänge wurden zeitgleich mit Strom- und Spannungsquellen sowie Signalgeneratoren verbunden, die Ausgabe erfolgte hintereinander entsprechend nachfolgender Sequenz an ein Oszilloskop (Agilent infiniium 54833D MSO) über den analogen Ausgang des Instrumentierungsverstärkers, dessen Verstärkung zuvor auf den Faktor zwei programmiert wurde:

0 – 100 μ s:	Einschalten und Einschwingvorgang
100 μ s – 185 μ s:	200 mV Gleichspannung zwischen <i>V1A</i> (1,65 V) und <i>V1B</i> (1,45 V), angelegt mit „Agilent E3610A DC Power Supply“ und Spannungsteiler
185 μ s – 200 μ s:	0 V zwischen <i>S3A</i> und <i>S3B</i> , beide 1,65 V aus „Agilent E3610A“
100 μ s – 140 μ s:	100 kHz Rechteckspannung mit +/-200 mV Amplitude um 1,65 V (Bereichsüberschreitung) zwischen <i>V2A</i> und <i>V2B</i> , aus „HP 33120A Function/Arbitrary Waveform Generator“
140 μ s – 210 μ s:	25 kHz Sinusspannung mit 150 mV Amplitude und 1,65 V Gleichanteil zwischen <i>V3A</i> und <i>V3B</i> , erzeugt mit „Philips PM 5190 LF synthesizer“
210 μ s – 260 μ s:	10 μ A von <i>I1A</i> nach <i>I1B</i> von „Keithley 238 High Current Source Measure Unit“
260 μ s – 310 μ s:	-100 μ A von <i>I2A</i> nach <i>I2B</i> von „Keithley 236 Source Measure Unit“
310 μ s – 360 μ s:	1 mA von <i>I3A</i> nach <i>I3B</i> von „Keithley 236 Source Measure Unit“
360 μ s – 395 μ s:	PLL-Ausgang (125 kHz Rechteckspannung) an <i>S1A</i> , Masse an <i>S1B</i>
395 μ s – 410 μ s:	Interne Referenzspannung (1,65 V) an <i>S2B</i> , Masse an <i>S2A</i>
410 μ s – 435 μ s:	Abschalten der Verstärkereingänge
435 μ s:	Power-Down

Der mit dem Oszilloskop aufgenommene Signalverlauf ist, einschließlich des Power-Down Signals, in Abbildung 5-4 dargestellt. Zur besseren Erkennbarkeit wurde, da sich die Signaländerungen im μ s-Bereich bewegen, der sichtbare Rauschanteil durch Tiefpassfilterung im Oszilloskop reduziert. Vergleicht man das Ergebnis unter Berücksichtigung der leichten Unterschiede in der zeitlichen Abfolge mit der Simulation aus Abbildung 4-5, so wird ersichtlich, dass die Ausgangsspannung grundsätzlich dem erwarteten Verlauf entspricht. Das bedeutet, dass generell die Funktionalität des Gesamtsystems gewährleistet ist. Eine detaillierte Untersuchung der einzelnen Funktionen wird im Folgenden erläutert.

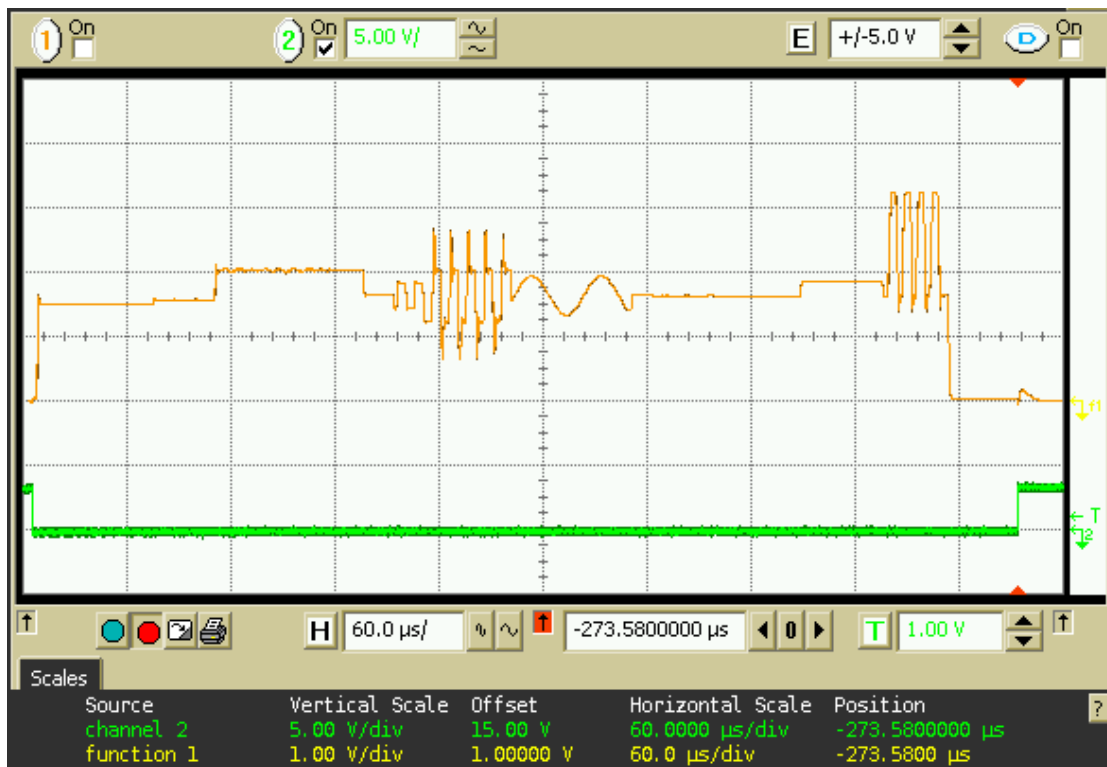


Abbildung 5-4

Messung des analogen Chip-Ausgangs (orange) für das beschriebene Signalmuster und Power-Down-Signal (grün)

5.3.2 Instrumentierungsverstärker

Die Funktion des Instrumentierungsverstärkers wurde mittels des oben beschriebenen Testsystems und eines Oszilloskops überprüft, wobei je nach zu testender Eigenschaft eine Last von $470\ \Omega$ und $22\ \text{pF}$ und zudem am Eingang verschiedene Quellen angeschlossen wurden. Zu der Last addieren sich noch die parasitären Größen des Testaufbaus, sodass die gemessenen Werte mit den in der Simulation ermittelten vergleichbar sind, in den Fällen, in denen $500\ \Omega$ und $25\ \text{pF}$ verwendet wurden. Die Gewährleistung der grundlegenden Funktionalität wurde bereits im vorigen Kapitel nachgewiesen. Im Ausgangssignal des Verstärkers ergibt die Simulation Transienten bei der Auto-Zero-Frequenz von $15,625\ \text{kHz}$ (vgl. Kapitel 3.5). Hingegen zeigt sich in der Messung eine Einkopplung des vom externen Oszillator stammenden $1\ \text{MHz}$ Taktsignals oder, sofern der externe Oszillator nicht verwendet wird, der Grundfrequenz der Phasenregelschleife. Da diese Frequenz immer ein Vielfaches der Auto-Zero-Frequenz ist, treten diese Einkopplungen zu denselben Zeitpunkten auf wie die zu erwartenden Transienten, weshalb diese nicht sichtbar sind. Die Funktion des Auto-Zero-Verfahrens lässt sich aber beobachten, indem die Eingänge des Verstärkers nicht angeschlossen, also offen gelassen werden und eine hohe Verstärkung eingestellt wird. Am Ausgang zeigt sich dann

aufgrund kleiner Potentialdifferenzen der freien Elektroden mit geringer Amplitude eine Rechteckspannung um die eingestellte Gleichtaktspannung mit der Auto-Zero-Frequenz.

Da der Instrumentierungsverstärker im Chip integriert und somit nicht als einzelnes Bauteil zu testen ist, können einige Eigenschaften, wie zum Beispiel die Leistungsaufnahme, nicht separat gemessen werden. Auch die Messung der Offsetspannung kann nicht direkt erfolgen, da sämtliche Messsignale einen für solch kleine Spannungen zu hohen Rauschanteil enthalten. Aus diesem Grund wurde die Offsetspannung indirekt ermittelt, indem beide Verstärker-Eingänge kurzgeschlossen und auf ein festes Potential gelegt wurden, sodass anschließend die Ausgangsspannung für verschiedene Verstärkungen gemessen werden konnte. Aus der Differenz der Ausgangsspannungen für zwei Verstärkungen ergibt sich dann bei Division durch die Verstärkungsdifferenz die Offsetspannung. Tabelle 5-1 zeigt die Messwerte und berechneten Offsetspannungen in Schritten für die Verstärkungen 2 bis 100, wobei die Differenz zwischen Ausgang und 1,65 V Eingangspotential gemessen wurde, um bei eingestellter Gleichtaktspannung von 1,65 V einen genaueren Messbereich am verwendeten Spannungsmesser nutzen zu können. Von Verstärkungsfaktor 2 bis 5 ist keine Änderung der Ausgangsspannung messbar. Da die Auflösung des verfügbaren Messgerätes (Mastech MS8229) lediglich 1 mV beträgt, lässt sich daraus folgern, dass aufgrund der Verstärkungsdifferenz von 3 die Offsetspannung kleiner ist als $1/3$ mV, was auf den erwarteten Wert von maximal $100 \mu\text{V}$ zutrifft. Ab einem Verstärkungsfaktor von 10 ist eine deutliche Abweichung des Ausgangssignals messbar, welche bei größerer Verstärkung noch zunimmt. Die berechnete Offsetspannung steigt mit zunehmender Verstärkung betragsmäßig bis auf einen Wert von $520 \mu\text{V}$ bei Verstärkung 100 an. Aufgrund des eingesetzten Kompensationsverfahrens ist ein verstärkungsabhängiger Offsetwert unwahrscheinlich. Ursache könnte vielmehr eine leichte Abweichung der Verstärkung vom erwarteten Wert sein, da diese durch das Verhältnis von Widerständen eingestellt wird. Ein eventuelles Mismatching der Einzelwiderstände hat einen geringeren Einfluss bei kleinen Verstärkungen, da diese in größeren Gruppen zusammengefasst werden. Bei höheren Verstärkungen hat die Abweichung eines einzelnen Wertes aufgrund der Verhältnisbildung dagegen einen deutlich größeren Einfluss.

Verstärkung	Eingang	Ausgang – Eingang	Offset
2	je 1,65 V	42 mV	-
4	je 1,65 V	42 mV	0
5	je 1,65 V	42 mV	0
10	je 1,65 V	39 mV	-375 μ V
20	je 1,65 V	34 mV	-444 μ V
50	je 1,65 V	18 mV	-500 μ V
100	je 1,65 V	-9 mV	-520 μ V

Tabelle 5-1

Offsetspannung bei verschiedenen Verstärkungen, berechnet in Bezug zum Verstärkungsfaktor 2

Die Messwerte weiterer Eigenschaften sind in Tabelle 5-2 aufgelistet und den Ergebnissen der Simulation gegenübergestellt. Hier zeigt sich, dass sich mit Ausnahme der Bandbreite alle gemessenen Eigenschaften, besonders Eingangsbereich und Anstiegszeit, besser darstellen als erwartet. Die gegenüber der Simulation verringerte Bandbreite ist möglicherweise zum Teil auf Parasiten im Testaufbau zurückzuführen.

Insgesamt ergibt die Messung bei geringer Abweichung ein den simulationsbedingten Erwartungen entsprechendes Verhalten, sodass der Instrumentierungsverstärker für seine ihm zugeschriebenen Funktion in der universellen Sensor-Schnittstelle adäquat einsetzbar ist.

Eigenschaft	Messbedingungen	Simuliert	Messwert
Aussteuerbereich	ohne Last	2,5 mV – 2,97 V	33 mV – 3,255 V
Anstiegszeit	Last: 470 Ω , 22 pF	1,89 V/ μ s (+) 0,47 V/ μ s (-)	2,1 V/ μ s (+) 2,7 V/ μ s (-)
Eingangsbereich	Verst. 1 $U_{ref}=1,65$ V	$U_{ref} \pm 150$ mV	$U_{ref} \pm 268$ mV
Bandbreite (Verst. 1)	Last: 470 Ω , 22 pF	< 1 MHz	0,6 MHz

Tabelle 5-2

Vergleich von Simulations- und Messergebnissen der Eigenschaften des Instrumentierungsverstärkers

5.3.3 Phasenregelschleife

Die Phasenregelschleife wurde zunächst mit einem 1 MHz Kristalloszillator mit einer Frequenzstabilität von ± 25 ppm als Referenz und Rechteckspannung an einem Oszilloskop erprobt. Im Test zeigte sich dann, dass die Stabilisierung des Signals auf die eingestellte Frequenz mittels des internen Schleifenfilters wie erwartet funktioniert. In Tabelle 5-3 sind die Messwerte der Grundfrequenzen für die entsprechenden Einstellungen aufgeführt, wobei vom Ausgang S3A nach Masse gemessen wurde.

Einstellung	Messwert
4,000 MHz	4,000 MHz
2,000 MHz	2,000 MHz
1,000 MHz	1,000 MHz
500,000 kHz	500,000 kHz
125,000 kHz	125,000 kHz
15,625 kHz	15,625 kHz
976,563 Hz	976,563 Hz
61,035 Hz	61,035 Hz

Tabelle 5-3

Vergleich der gemessenen Rechteckspannung der PLL mit den rechnerischen Werten, gemessen wurde mit einem „Agilent infiniium 54833D MSO“ Oszilloskop

Für den Betrieb ohne Referenzoszillator wird, um eine konstante Frequenz zu erhalten, am Eingang des VCO der PLL die Spannung der Bandgap-Referenzquelle angelegt. Da es sich hierbei um einen unregelmäßig gesteuerten Betriebszustand handelt, wurde die Konstanz der Frequenz überprüft, indem über einen Temperaturbereich von -25 °C bis 85 °C die Unterschiede der VCO-Frequenz gemessen wurden. Der Ausgang der PLL wurde hierzu auf die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators konfiguriert, was im Falle des geregelten Betriebs 4 MHz entspricht. Abbildung 5-5 gibt den Messaufbau wieder. Die zugehörigen Messergebnisse sind in Tabelle 5-4 aufgelistet und ergeben über die Temperaturspanne von 110 °C eine maximale Abweichung von ca. $\pm 1,04$ % bezogen auf die Frequenz bei 25 °C (Abbildung 5-6).

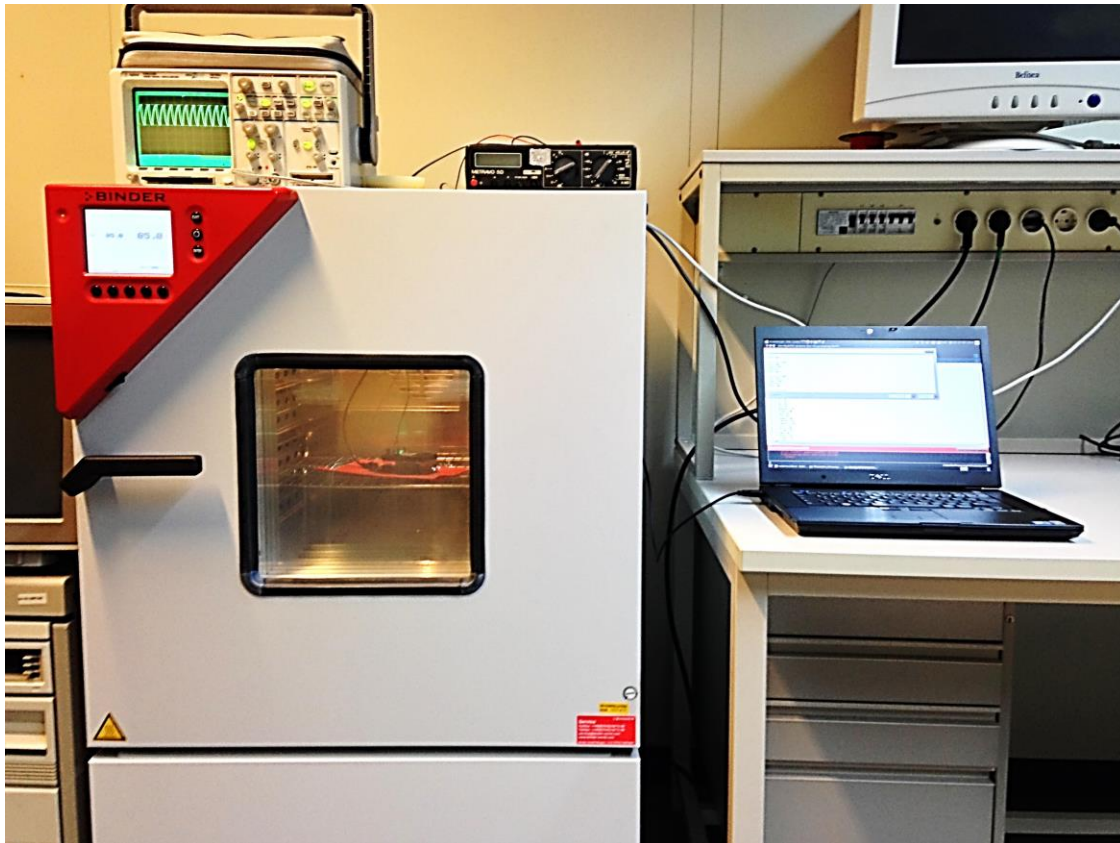


Abbildung 5-5
 Temperaturtest von -25 °C bis 85 °C mit einem „Binder MK 53 Umwelt-Simulationsschrank“

Temperatur	VCO-Frequenz
-25 °C	2,43 MHz
-15 °C	2,42 MHz
-5 °C	2,415 MHz
5 °C	2,415 MHz
15 °C	2,41 MHz
25 °C	2,405 MHz
35 °C	2,4 MHz
45 °C	2,39 MHz
55 °C	2,38 MHz
65 °C	2,38 MHz
75 °C	2,375 MHz
85 °C	2,38 MHz

Tabelle 5-4
 Frequenz des Oszillators der PLL in Abhängigkeit der Temperatur bei Betrieb ohne Referenzoszillator

Ein Test der Sinus- und Pulsausgänge an verschiedenen Exemplaren zeigte keine oder nur fehlerhafte Funktion. Prinzipiell ist häufig ein Signal mit der eingestellten Frequenz messbar, allerdings mit sehr geringer Amplitude und verzerrter Signalform (Abbildung 5-7). Im Fall der Sinusspannungen liegt die Ursache hierfür höchstwahrscheinlich bei den Gm-C-Filtern, welche sich abweichend gegenüber der Simulation verhalten.

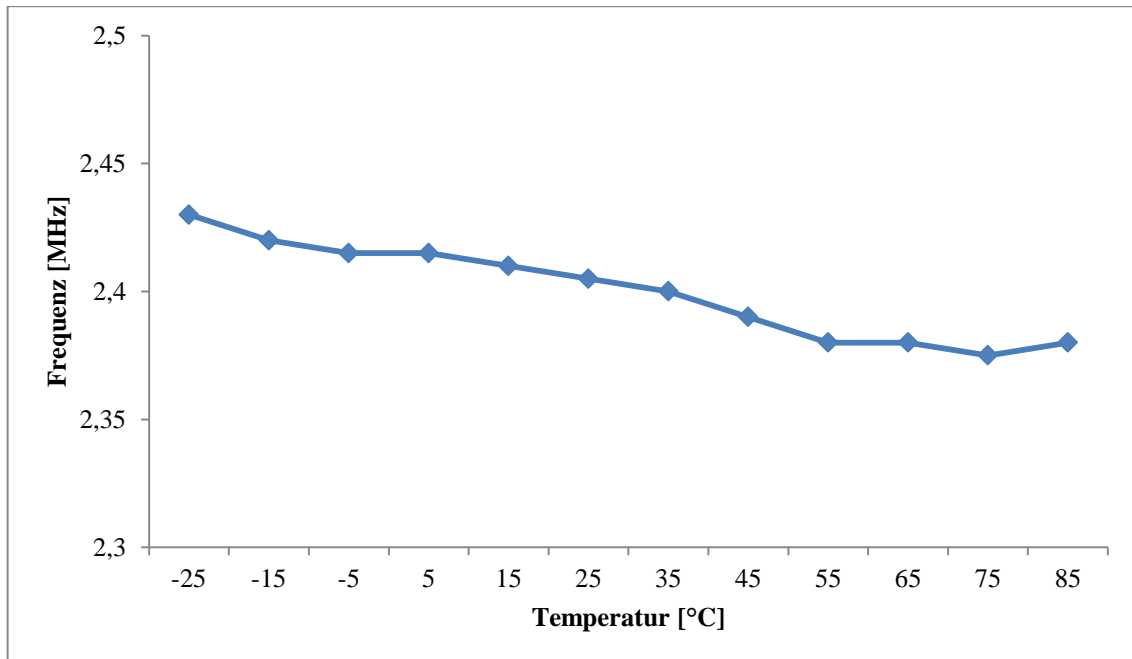


Abbildung 5-6

Temperaturstabilität der Oszillatorfrequenz aus Tabelle 5-4

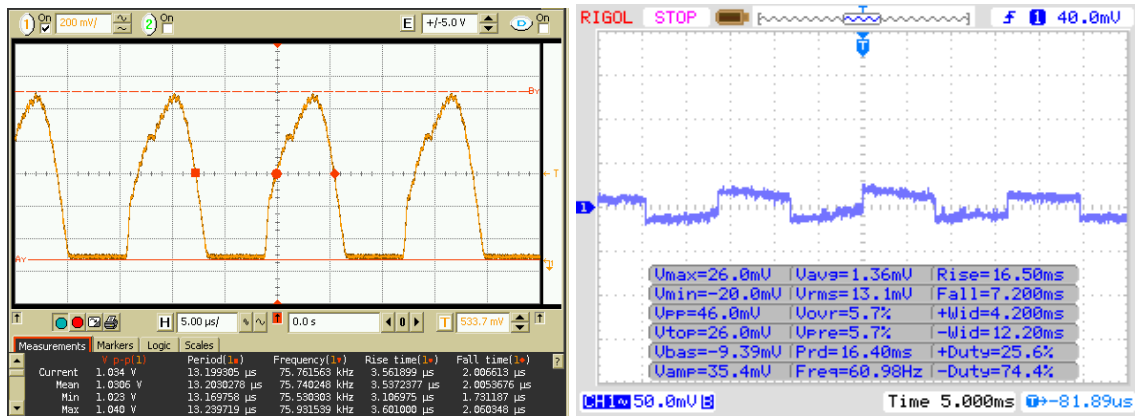


Abbildung 5-7

Fehlerhafte Ausgabe des Sinussignals an zwei verschiedenen Testchips, links gemessen mit einem „Agilent infiniium 54833D MSO“, rechts mit einem „Rigol DS1052E“

Nachteilig ist die Nichtverfügbarkeit der Sinusspannung hauptsächlich bei Impedanzmessungen. Diese können stattdessen entweder auf Kosten der Genauigkeit mit einer Rechteckspannung durchgeführt werden oder auch mittels externer Tiefpassfilterung der Rechteckspannung. Trotz dieser Einschränkung ist also die grundsätzliche Funktionalität der PLL gegeben, besonders da der im Entwurf kritischste Teil, die Stabilisierung der Regelschleife, keinerlei Probleme darstellt. Alle von Signalen der PLL mit unterschiedlichen Frequenzen abhängigen Elemente und Funktionen können daher wie vorgesehen präzise betrieben werden, zumal diese in den meisten Fällen ohnehin eine Rechteckspannung erfordern.

5.3.4 Strom- und Spannungsreferenzen

Die einstellbare Referenzgleichspannung ist abhängig von der Ausgangsspannung der Bandgap-Spannungsquelle und der Funktionalität der daran angeschlossenen Gleichtakt-Verstärkerschaltung. Tabelle 5-5 zeigt die gemessenen Gleichspannungen an drei Exemplaren für die entsprechenden nominalen Einstellungen bei Raumtemperatur. Die Abweichungen erklären sich durch exemplarische Streuung bei der Bandgap-Referenzspannung, welche dann offsetkompensiert auf den jeweiligen Wert verstärkt wird. Anhand des in Abbildung 5-5 dargestellten Aufbaus wurde die Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung über einen Bereich von -25 °C bis 85 °C getestet. Die Resultate sind in Tabelle 5-6 aufgeführt und in Abbildung 5-8 grafisch dargestellt, wobei die Spannungsänderung maximal $7,6\text{ mV}$ beträgt.

Nominale Einstellung	Exemplar 1	Exemplar 2	Exemplar 3
1,216 V	1,167 V	1,224 V	1,219 V
1,283 V	1,234 V	1,290 V	1,284 V
1,359 V	1,304 V	1,363 V	1,357 V
1,444 V	1,385 V	1,446 V	1,440 V
1,540 V	1,475 V	1,540 V	1,534 V
1,650 V	1,579 V	1,650 V	1,641 V
1,770 V	1,699 V	1,772 V	1,764 V
1,925 V	1,837 V	1,918 V	1,908 V
2,100 V	2,004 V	2,089 V	2,06 V

Tabelle 5-5

Messung des Konfigurationsbereichs der Referenzspannungen an drei Chip-Exemplaren bei Raumtemperatur

Verschiedene Referenzströme beziehungsweise deren Konfigurationsbereich wurden bestimmt, indem der Strom von der positiven Versorgungsspannung zu dem als Stromsenke konfigurierten Pin S3B gemessen wurde (Tabelle 5-7). Die Differenz zum nominalen Wert lässt sich hauptsächlich durch die Abweichung der Bandgap-Referenzspannung und herstellungsbedingte Variation der Transistorgrößen erklären. Die Messwerte lassen sich jeweils auf die gewünschte Größe kalibrieren, wobei die Schrittgröße dem niedrigsten Konfigurationswert entspricht. Bei der maximalen Stromeinstellung von 2048 μA tritt allerdings eine erhebliche Abweichung von 302 μA auf, was darauf hindeutet, dass bei dieser hohen Stromeinstellung die Spiegeltransistoren den Sättigungsbereich verlassen und dadurch den Ausgangsstrom begrenzen.

Temperatur	Ausgangsspannung
-25 °C	1,6114 V
-15 °C	1,613 V
-5 °C	1,6143 V
5 °C	1,616 V
15 °C	1,617 V
25 °C	1,6166 V
35 °C	1,618 V
45 °C	1,6188 V
55 °C	1,619 V
65 °C	1,619 V
75 °C	1,6189 V
85 °C	1,6182 V

Tabelle 5-6

Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung für die nominale Einstellung von 1,65 V

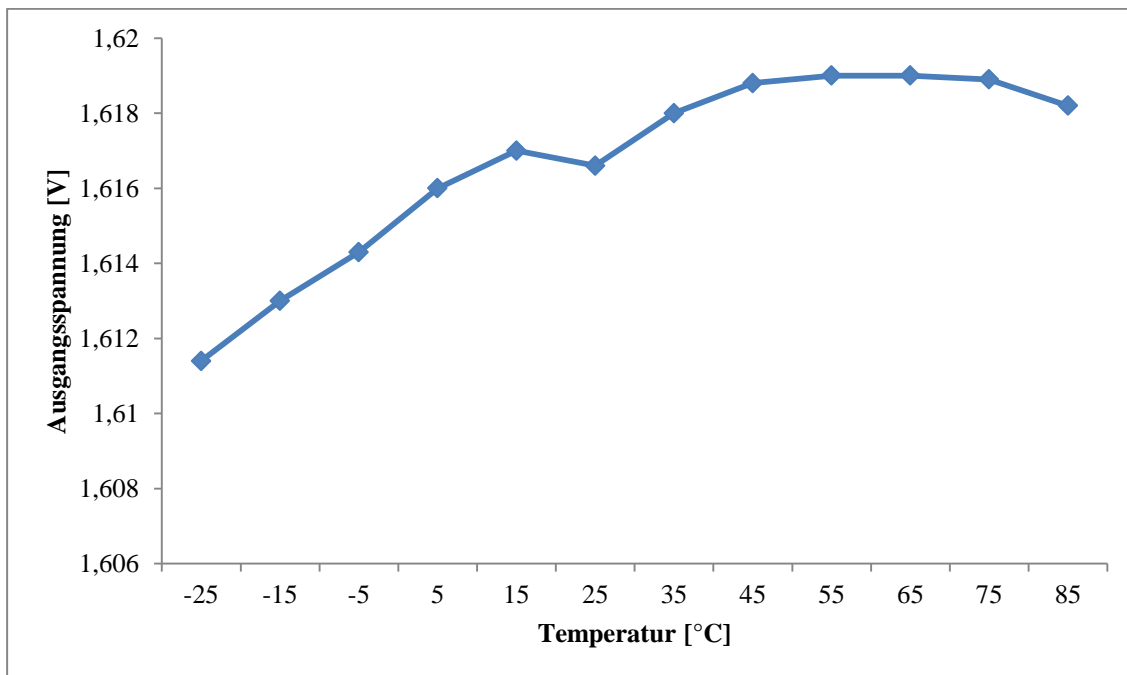


Abbildung 5-8

Grafische Darstellung der Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung aus Tabelle 5-6

Nominale Einstellung	Messwert
0,5 μA	0,5 μA
8 μA	7,9 μA
32 μA	31,3 μA
64 μA	63,7 μA
128 μA	136,5 μA
1024 μA	1095 μA
2048 μA	1746 μA

Tabelle 5-7

Messung einiger beispielhaft ausgewählter Referenzstromgrößen über den gesamten Konfigurationsbereich

Resümierend weisen die Referenzgrößen leichte, durch Variation der Bandgap-Spannung verursachte Unterschiede von Chip zu Chip auf sowie eine Einschränkung beim maximal einstellbaren Strom. Die Temperaturvariation ist gering und das gemessene Verhalten entspricht insgesamt den Erwartungen, sodass die Referenzgrößen als stabile Grundlage für präzise Messungen dienen können.

5.3.5 Kapazitätsmessung

Die Größen U_{ref} , I_{ref} und die maximal beziehungsweise minimal messbare Zeit legen den Messbereich der Kapazitätsmessung fest. Gemäß der gegebenen Taktfrequenz liegt die maximale Messdauer bei voller Ausnutzung der Zählergröße von 12 Bit bei 1024 μs zuzüglich der Kompensationsphase. Die nominal einstellbaren Werte für den Referenzstrom befinden sich zwischen 0,5 μA und 2048 μA , für die Referenzspannung zwischen 0,5 μA und 2048 μA bei einer Betriebsspannung von 3,3 V. Unter Verwendung des 12 Bit Zählers und einer Periodendauer des 4 MHz Taktsignals von 250 ns ergibt sich, wie bereits erläutert, ein Messbereich von etwa 60 fF und 1,75 μF gemäß der Formel:

$$C = \frac{I_{ref} \cdot t}{U_{dd} - U_{ref}} \quad (5-1)$$

Die Funktion wurde, da eine verfügbare Kapazitätsdekade keine Informationen bezüglich der Genauigkeit aufwies, behelfsweise anhand von Musterkapazitäten der Größe 1,5 nF bis 33 nF überprüft. Die Messresultate wurden bereits an anderer Stelle vorveröffentlicht [60] und sind einschließlich der Bereichseinstellungen in Tabelle 5-8 wiedergegeben, wobei zum Eliminieren parasitärer Effekte zunächst vor Anschluss der Messkapazitäten im entsprechenden Messbereich eine Referenzmessung ohne Kondensator durchgeführt und der ermittelte Zählerwert von den nachfolgenden Messergebnissen

abgezogen wurde. Die Resultate bestätigen grundsätzlich die Funktion des Verfahrens, jedoch sind sämtliche berechneten Kapazitätswerte zu klein gegenüber den angegebenen Bauteilgrößen. Eine wahrscheinliche Erklärung hierfür sind leichte Abweichungen der Referenzgrößen von den zugrunde gelegten und durch Messung ermittelten Werten. Unter der Annahme einer konstanten relativen Abweichung im jeweiligen Messbereich kann die Messung aber mittels eines Korrekturfaktors anhand einer einzelnen Referenzmessung kalibriert werden. Der Korrekturfaktor wird dabei als der Quotient aus Referenz- und gemessenem Wert ermittelt. Tabelle 5-9 zeigt die mithilfe des Korrekturfaktors kalibrierten Ergebnisse, welche nun gänzlich innerhalb der Bauteiltoleranzen liegen. Da die wahren Bauteilwerte unbekannt sind, kann lediglich die Schlussfolgerung gezogen werden, dass die Genauigkeit der Messung mindestens der angegebenen Toleranz entspricht.

Messbereich	$U_{dd} - U_{ref}$	I_{ref}	Zählerwert	C berechnet	Bauteilwert
4,84 nF	1,672 V	7,9 μ A	2643	3,14 nF	3,3 nF +/-2%
4,84 nF	1,672 V	7,9 μ A	1755	2,08 nF	2,2 nF +/-2%
4,84 nF	1,672 V	7,9 μ A	1200	1,43 nF	1,5 nF +/-2%
39,01 nF	1,672 V	63,7 μ A	2856	27,2 nF	33 nF +/-5%
39,01 nF	1,672 V	63,7 μ A	1908	18,2 nF	22 nF +/-5%
39,01 nF	1,672 V	63,7 μ A	1296	12,4 nF	15 nF +/-5%

Tabelle 5-8

Messung an Testkondensatoren mit 2% und 5% Toleranz

Bauteilwert	C berechnet	Korrekturfaktor	C korrigiert	Innerhalb Bauteiltoleranz
3,3 nF +/-2%	3,14 nF	3,3/3,14	3,3 nF (Referenz)	-
2,2 nF +/-2%	2,08 nF	3,3/3,14	2,19 nF	ja
1,5 nF +/-2%	1,43 nF	3,3/3,14	1,50 nF	ja
33 nF +/-5%	27,2 nF	33/27,2	33 nF (Referenz)	-
22 nF +/-5%	18,2 nF	33/27,2	22,08 nF	ja
15 nF +/-5%	12,4 nF	33/27,2	15,04 nF	ja

Tabelle 5-9

Kalibrierung der Messergebnisse aus Tabelle 5-8

5.3.6 Induktivitäts- und Impedanzmessung

Wie in Kapitel 5.3.3 erläutert, steht eine sinusförmige Spannung, die zur Bestimmung von Induktivitäten und Impedanzen notwendig ist, nicht zur Verfügung. Um dennoch die prinzipielle Durchführbarkeit der Induktivitätsmessung überprüfen zu können, wurde auf eine externe Sinusspannung aus einem Signalgenerator zurückgegriffen. Als Testobjekte wurden Drosseln eingesetzt, welche, gespeist mit der Sinusspannung, über einen Eingang zur Strommessung an dessen internen 0,1 k Ω Widerstand angeschlossen wurden, sodass die Konfiguration jener aus Abbildung 3-4 entspricht. Die Messergebnisse sind in Tabelle 5-10 dargelegt, wobei für die Berechnung gemäß Kapitel 3.3 verfahren wurde, indem zunächst der Betragswert der Impedanz und daraus dann die Induktivität bestimmt wurden. Da es sich lediglich um eine Evaluierung der Realisierbarkeit handelt, wurden hierbei parasitäre Effekte und Bauteiltoleranzen vernachlässigt. Dennoch liegen die ermittelten Induktivitätswerte vergleichsweise nahe bei den angegebenen Bauteilwerten, sodass die prinzipielle Funktionalität der Induktivitätsmessung bestätigt werden kann.

Im Laufe der Arbeit hat die Bedeutung der Impedanz-Messung zugenommen, weshalb alternativ zur Verwendung eines externen Signalgenerators außerdem Messungen mit der Rechteckspannung durchgeführt wurden. Diese wurde über einen der programmierbaren Pins nach außen geführt und mit dem Eingang des vorhandenen I-U-Verstärkers verbunden, welcher zuvor mit zwei ohmschen Widerständen als nichtinvertierender Verstärker beschaltet wurde. Durch die Verwendung eines Potentiometers anstelle eines der Widerstände konnte die Amplitude des Rechtecksignals am Ausgang des Verstärkers eingestellt werden, welches dann als Messspannung für die Induktivitäten diente. Auf diese Weise waren zwar keine aussagekräftigen absoluten Messergebnisse zu erzielen, allerdings ist die Unterscheidung verschiedener Induktivitäten möglich. Diese Methode kann daher für Anwendungen sinnvoll sein, welche auf einer Klassifizierung der Ergebnisse beruhen, ohne dabei auf absolute Messwerte zurückzugreifen. Äquivalent zu diesem Vorgehen lässt sich auch der stark vereinfachte Verlauf der Impedanz einer Probe ermitteln, indem die Messung mit verschiedenen Frequenzen wiederholt wird. In Kapitel 6.3 wird dieses Verfahren aufgegriffen.

Effektivwert Eingang	Effektivwert Ausgang	Frequenz	Z berechnet	L berechnet	Bauteilwert
30,37 mV	28,28 mV	200 kHz	214,75 Ω	151,24 μH	150 μH
34,15 mV	18,38 mV	200 kHz	371,5 Ω	284,72 μH	330 μH

Tabelle 5-10

Messung der Induktivität zweier Drosseln anhand einer externen Sinusspannung

5.3.7 Temperatursensor

Der auf einem Buffer-Ring basierende Temperatursensor wurde in einem Umwelt-Simulationsschrank über einen Temperaturbereich von -25 °C bis 85 °C in Schritten von 10 °C anhand von zwei Chip-Exemplaren getestet, wobei der Versuchsaufbau dem aus Abbildung 5-5 entsprach. Die Zählerstände entsprechen der digitalen Repräsentation des gemessenen Wertes und sind für die jeweiligen Temperaturen in Tabelle 5-11 aufgelistet und in Abbildung 5-9, wie bereits für die Simulation in Abbildung 3-33 geschehen, grafisch veranschaulicht. Abbildung 5-10 zeigt die Linearisierung der Messwerte, wobei auch hier gemäß des simulierten Verlaufs aus Abbildung 3-34 zur Charakterisierung des Sensorverhaltens die Temperatur über dem Zählerstand aufgetragen wurde. Dabei ist deutlich erkennbar, dass der Ausgangswert mit steigender Temperatur zunimmt, was die Funktionalität dieses neu entwickelten Messprinzips bestätigt. Ein Vergleich der gemessenen mit den simulierten Werten aus Kapitel 3.8 zeigt insgesamt deutlich geringere Zählerstände und damit einhergehend eine reduzierte und vom linearen Verhalten abweichende Sensitivität (Tabelle 5-12). Das erste Exemplar zeigt im unteren Temperaturbereich kaum eine Änderung des Ausgangswertes und erreicht erst bei höheren Temperaturen eine Auflösung von unter 2 °C . Das zweite Exemplar, dessen Zählerstände im Vergleich zum ersten insgesamt höher sind, zeigt eine bessere Auflösung, welche aber auch mit zunehmender Temperatur von 10 °C im unteren auf teilweise fast 1 °C im oberen Bereich ansteigt. Diese Abweichung von der Simulation beruht möglicherweise auf einer parasitisch bedingten Verkürzung des Startpulses, welche durch eine Änderung der Anzahl der zur Generierung des Startpulses eingesetzten Buffer kompensiert werden könnte, sodass die Sensitivität insgesamt erhöht würde. Dennoch ist auch diese erste Implementierung eines solchen Sensortyps zur Bestimmung des Temperaturbereichs, in welchem sich der Chip gerade befindet, gut geeignet. Ferner ist es möglich, durch die Unterschiede des Zählerstandes für gleiche Temperaturen beim Vergleich verschiedener Chips auf die Schaltgeschwindigkeit der Transistoren des jeweiligen Exemplars rückzuschließen, was auch als Kriterium einer Qualitätsprüfung herangezogen werden kann.

Temperatur	Zähler Exemplar 1	Zähler Exemplar 2
-25 °C	174	191
-15 °C	175	192
-5 °C	177	193
5 °C	177	195
15 °C	177	198
25 °C	178	200
35 °C	180	203
45 °C	182	207
55 °C	185	212
65 °C	188	217
75 °C	192	228
85 °C	198	234

Tabelle 5-11

Ausgabe der Temperatursensoren zweier Testmuster über eine Spanne von 165 °C

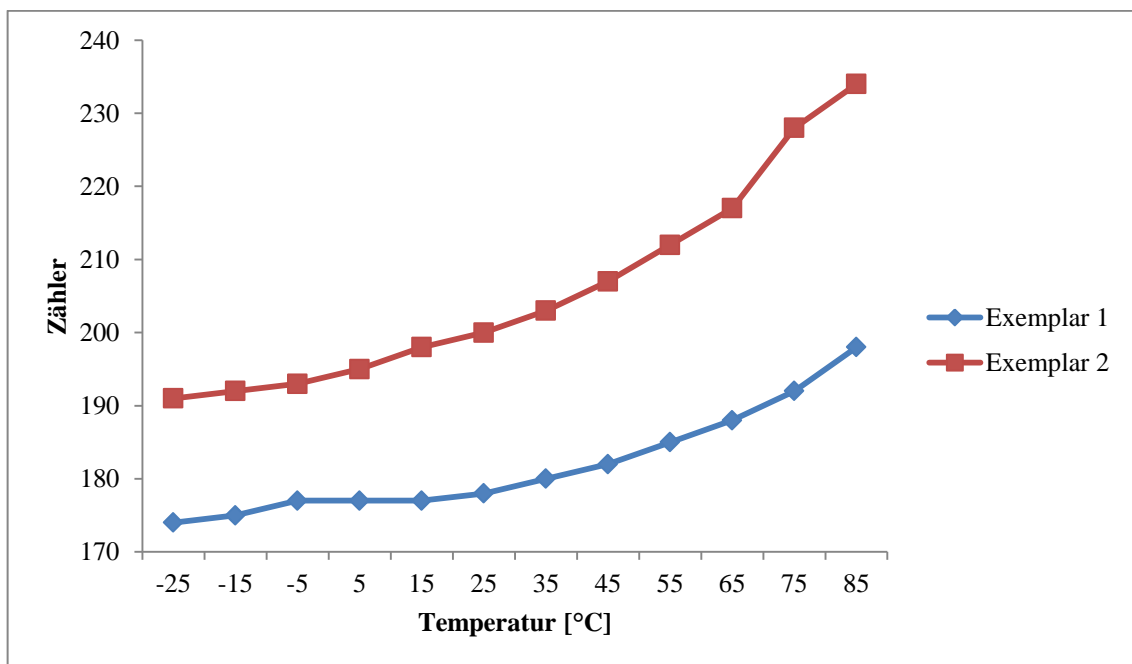


Abbildung 5-9

Visualisierung der Messergebnisse aus Tabelle 5-11

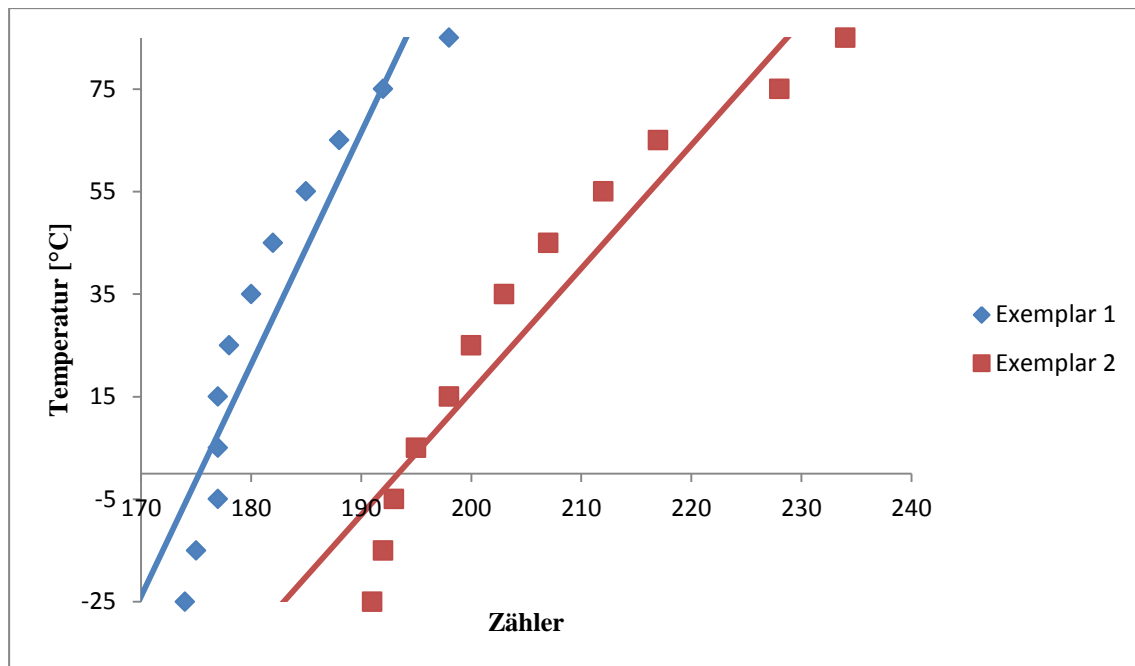


Abbildung 5-10

Charakteristik der gemessenen Temperatursensoren mit linearer Regression

	Simulation	Exemplar 1	Exemplar 2
Steigung	0,4667	4,5244	2,4046
y-Achsenabschnitt	-197,6496	-793,07	-464,95
Bestimmtheitsmaß	0,989	0,8717	0,908

Tabelle 5-12

Vergleich des linearisierten Verhaltens der gemessenen Temperatursensoren mit der nominalen Simulation

5.3.8 Flip-Schaltung

Die Flip-Schaltung wurde mit drei in Serie geschalteten AMR-Sensoren des Typs AFF755 verifiziert, wobei der Widerstand jeder Flip-Spule typisch $1,5 \Omega$ und maximal 2Ω beträgt. Nach Sicherstellung der Funktion der Sensoren anhand variabler Magnetfelder mit geringer Feldstärke wurden sie durch das Feld eines Neodym-Magneten gesättigt, sodass sie infolge sensorisch nicht mehr sensitiv waren und Magnetfelder geringerer Feldstärke nicht mehr detektiert werden konnten. Das Flippen der Sensoren geschah durch Ansteuerung der Flip-Schaltung mit dem Mikrocontroller, wobei jeweils ein Strompuls in positiver und negativer Richtung mit einer Pulsweite von etwa $1 \mu\text{s}$ erzeugt wurden, mit einer Latenzzeit von 1 ms zwischen den Pulsen zum Abkühlen der

Spulen. Eine anschließende Funktionsprüfung ergab die korrekte Funktion der AMR-Sensoren, welche wieder ihre ursprüngliche Empfindlichkeit besaßen. Mittels eines $500\ \Omega$ Widerstandes, welcher anstelle der AMR-Sensoren an die Flip-Schaltung angeschlossen wurde, konnte stellvertretend der Einsatz an mehreren Flip-Spulen beziehungsweise solchen mit höherem ohmschen Anteil einschließlich Leitungswiderständen getestet werden. Die am Widerstand gemessene Spannung ist in Abbildung 5-11 illustriert und weist im Betrag Pulshöhen von etwa $3,3\ \text{V}$ auf, sodass sich eine Stromstärke von $6,6\ \text{mA}$ ergibt. Da der Strom mit zunehmendem Widerstand sinkt, kann die Flip-Dauer über die Pulsweite angepasst werden.

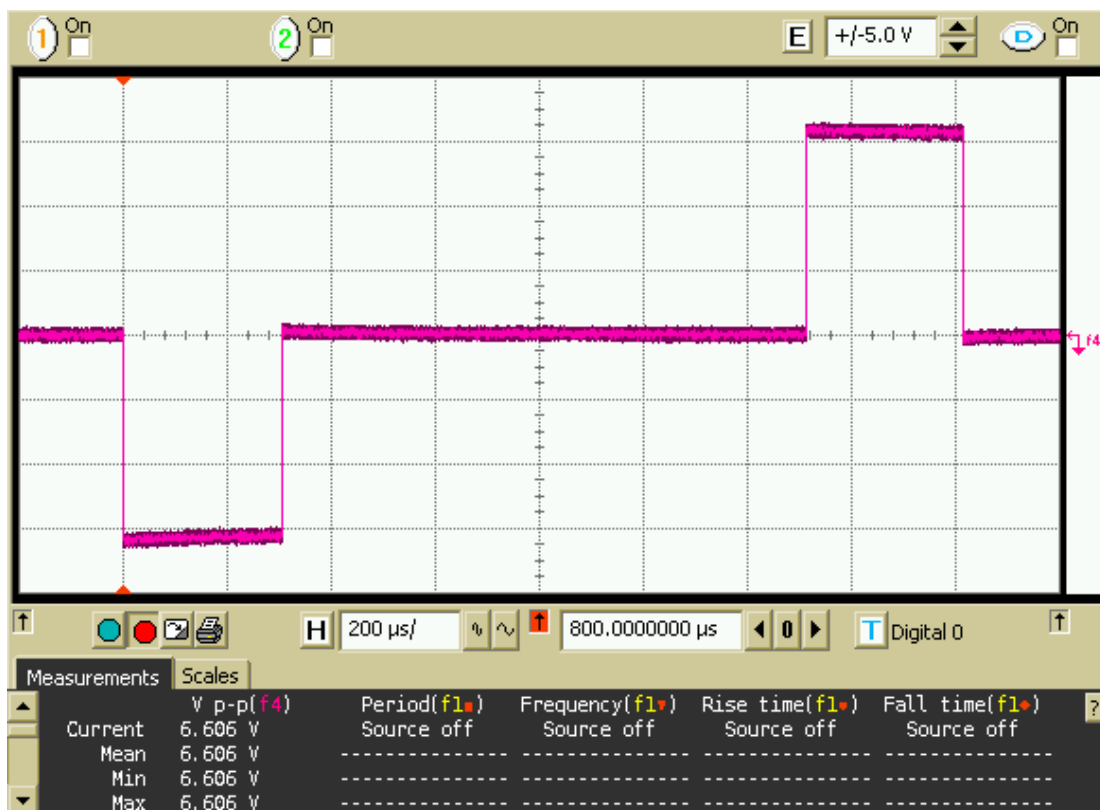


Abbildung 5-11

Spannungsverlauf der Flip-Schaltung in positiver und negativer Richtung an einem $500\ \Omega$ Widerstand

5.3.9 Energiesparmodus

Zur Bestimmung der Gesamtstromaufnahme der universellen Sensorschnittstelle wurde ein Source-Measure-Unit des Typs 236 von Keithley eingesetzt. In der gemessenen Konfiguration befand sich das Interface im Betrieb mittels des internen Oszillators und aktiver Kapazitätsmessung, die Ausgänge waren lastfrei. Bei einer Betriebsspannung

von 3,3 V wurde ein Strombedarf von 14,0 mA gemessen. Nachdem das System in den Ruhezustand versetzt wurde, sank die Stromaufnahme auf 875 μ A ab. Somit beträgt die Leistungsaufnahme 46,2 mW im aktiven Fall und 2,89 mW im Ruhemodus, was eine Einsparung von fast 94 % bedeutet. Im Rahmen einer Untersuchung, wie die Verlustleistung im Standby-Betrieb weiter minimiert werden kann, wurde festgestellt, dass durch einen Design-Fehler ein erheblicher Anteil des benötigten Stroms durch einen Pfad im Instrumentierungsverstärker fließt. Dieser Fall ist in der Simulation nicht aufgetreten und lässt sich darauf zurückführen, dass während der Power-Down Phase einige Gates nicht angesteuert werden, diese sich also in einem undefinierten Zustand befinden (T26/27 in Abbildung 3-11). Trotz CMOS-Schaltung kann somit ein vergleichsweise hoher Ruhestrom fließen, da die Transistoren in besagtem Pfad nicht vollständig gesperrt sind und infolge dessen mit den Power-Down Transistoren eine schwach leitende Verbindung zwischen den Versorgungspotentialen herstellen. Durch eine aktive Abschaltung der verbleibenden Transistoren während der Ruhephase anhand des digitalen Power-Down Signals ließe sich die Verlustleistung daher vermutlich nochmals erheblich reduzieren.

6. Realisierte Applikationsszenarien

6.1 Praktische Anwendungen

Um aus den Vorteilen des zuvor entwickelten und getesteten Interface-Systems praktischen Nutzen zu ziehen und dessen Verwendbarkeit in realer Umgebung zu bestätigen, beschreibt dieses Kapitel zwei realisierte Applikationen. Diese Anwendungen unterscheiden sich grundlegend und veranschaulichen dadurch die Vielseitigkeit der Einsatzmöglichkeiten. Das erste Szenario befasst sich mit magnetischer 3D-Innenraum-Lokalisierung. Die zweite Implementierung betrifft ein System für die Lebensmittelsicherheit und –analyse.

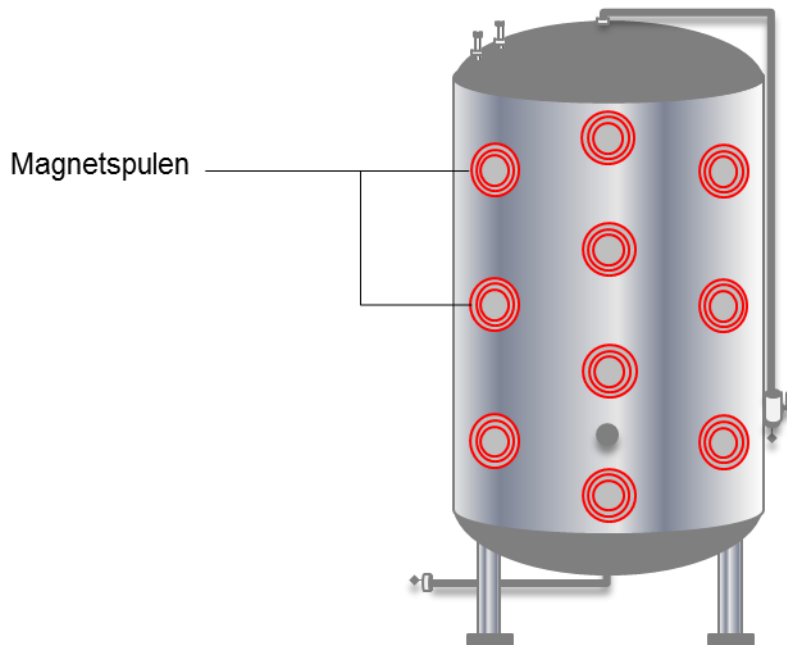
6.2 Magnetische Lokalisierung

6.2.1 Kontext und Prinzip

Eine parallel zu dieser Arbeit durchgeführte Forschung, welche im Zusammenhang mit einem durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderten Projekts entstand, untersucht die räumliche Positionsbestimmung von Sensormodulen zum Zwecke der Anwendung in industriellen, flüssigkeitsgefüllten Behältnissen, wie beispielsweise dem Gärtank einer Brauerei [83] [84] [85]. Aufgrund struktureller Gegebenheiten erfolgt diese Lokalisierung magnetisch, indem AMR-Sensoren in drei Achsen die magnetische Feldstärke messen, welche durch eine externe räumliche Spulenanordnung vorgegeben wird (Abbildung 6-1). Durch zeitlich versetztes Schalten der Spulen und Messen der statischen Felder wird der Abstand des Sensormoduls zur jeweils aktiven Spule bestimmt, sodass anschließend mittels Multilateration die Position im Raum berechnet werden kann. Pro Spule werden dabei zwei Messungen durchgeführt, wobei einmal der Spulenstrom und damit die Richtung des Magnetfeldes umgekehrt werden. Mithilfe einer Differenzbildung der Beträge beider Messwerte kann damit ein Offset, das durch Störungen wie das Erdmagnetfeld verursacht wird, eliminiert werden.

Die AMR-Sensoren AFF755 sind nur entlang einer Achse sensitiv. Das bedeutet, um dreidimensionale Messinformationen zu erhalten, werden drei Sensoren benötigt, die entlang aller räumlichen Achsen ausgerichtet sind. Bisherige Messungen wurden anhand eines diskret aufgebauten Sensormoduls durchgeführt, bestehend aus drei AMR-Sensoren einschließlich Auswertelektronik für jeden Kanal, die somit auch in dreifacher Ausführung vorliegt. Zur Erprobung wurde ein Demonstrator kleineren Maßstabs mit insgesamt sechs Spulen verwendet (Abbildung 6-2). Das Sensormodul liefert die Messinformation der durch Gleichstrom-Ansteuerung der Spulen erzeugten Magnetfel-

der an ein Datenerfassungssystem, welches die Daten digitalisiert und an einen Computer übergibt. Dieser wiederum berechnet mittels eines Multilaterations-Algorithmus die Positionsdaten des Sensormoduls.



*Abbildung 6-1
Magnetische Lokalisierung von Sensormodulen in industriellen Behältnissen*

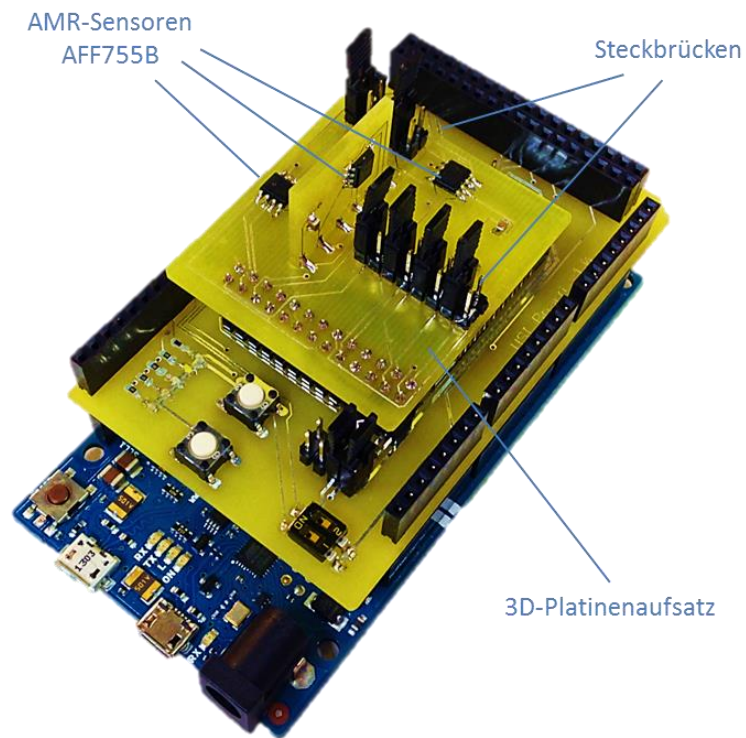


*Abbildung 6-2
Experimenteller Demonstrator der magnetischen Lokalisierung für die Hannover Messe
Industrie 2013*

6.2.2 Aufbau eines Sensormoduls mit Self-x Eigenschaften

Mithilfe der universellen Sensorschnittstelle wurde der Prototyp eines 3D-AMR-Sensormoduls entwickelt und aufgebaut. Für das in Kapitel 5.2 entworfene Adaptersystem wurde dazu eine dreidimensionale Platineneinheit mit AMR-Sensoren konstruiert, die, wie in Abbildung 6-3 dargestellt, auf das vorhandene System aufgesteckt werden kann (s. Anhang D). Die vollständige Elektronik des bisherigen Moduls wird somit einzig durch das Interface-IC mit Steuereinheit ersetzt, welches anhand des im Chip integrierten Wandlers auch die Digitalisierung der Messdaten übernehmen kann. Prinzipiell ließe sich sogar die Spulenansteuerung über den vorhandenen Mikrocontroller innerhalb

des Moduls realisieren. Auf dem 3D-AMR-Modul wurden umsetzbare Steckbrücken implementiert, wodurch die Versorgung der Sensorbrücken wahlweise über die Betriebsspannung des Systems erfolgen kann oder, alternativ dazu, über das Interface-IC. Bei letzterer Option können die AMR-Sensoren nicht nur versorgt, sondern auch einzeln über die Brückenschaltung gemessen werden. Das Sensormodul kann also selbstständig Informationen über den Zustand seiner Sensoren erfassen (*self-monitoring*). Unter dieser Herangehensweise lässt sich die Temperaturmessung ohne zusätzliche Sensorik gemäß Kapitel 3.9 innerhalb des Sensormoduls selbst realisieren. Weiter ist dadurch eine eigenständige Kalibrierung (*self-calibrating*) oder Kompensation des Temperatureinflusses möglich, wobei das Vorgehen dem aus Kapitel 3.10 entspricht. Bei Kenntnis der Sensortemperatur kann trotz des dadurch beeinflussten Messwerts der korrekte Wert der magnetischen Feldstärke ermittelt werden. Ein weiterer Vorteil der Sensorversorgung über das Interface-IC ist die Ausdehnung des Ruhemodus auf die Sensorik, wie sie bereits in einer vorrausgehenden Untersuchung erläutert wurde [81]. Auf diese Weise lässt sich die Leistungsaufnahme des Moduls reduzieren. Eine weitere im Sensormodul implementierte Besonderheit ist die gemeinsame Ansteuerung der Flip-Spulen innerhalb der AMR-Sensoren durch die in der Schnittstelle integrierte Flip-Schaltung. Sollten die AMR-Sensoren in den gesättigten Zustand geraten und nicht mehr sensitiv sein, beispielsweise weil sie sich in sehr geringem Abstand zu einer feldgebenden Spule befinden, kann die Funktionalität durch Anregung der Flip-Spulen wieder hergestellt werden (*self-repairing*). Zu präventiven Zwecken können, unter Abwägung des Energieverbrauchs, Flip-Vorgänge auch in bestimmten zeitlichen Abständen oder grundsätzlich nach jeder Messung wiederholt werden, um die permanente Funktionalität zu gewährleisten. Abbildung 6-4 veranschaulicht den Aufbau des gesamten Sensormoduls.



*Abbildung 6-3
Das USIX 3D-AMR-Sensormodul mit Self-x Eigenschaften*

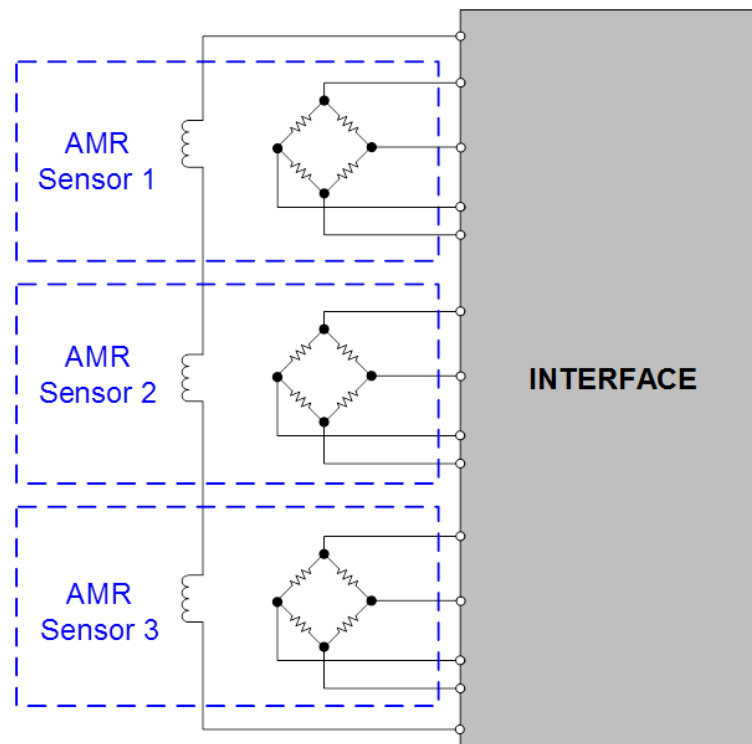


Abbildung 6-4
Prinzip des USIX 3D-AMR-Sensormoduls

6.2.3 Versuchsaufbau und Konfiguration

Der vorhandene Lokalisierungsdemonstrator nutzt ein Datenerfassungssystem, welches die drei analogen Kanäle der ursprünglichen Sensormodule separat und parallel ausliest. Da die universelle Sensor-Schnittstelle alle drei Kanäle bereits selbständig erfasst und auf einem einzelnen Ausgang sequentiell bereitstellt, musste der MATLAB-Algorithmus, der zur Datenverarbeitung und Positionsbestimmung herangezogen wird, entsprechend angepasst werden. Die getrennte Implementierung der Messdatenerfassung von der Spulenansteuerung erfordert eine zeitliche Synchronisierung zwischen dem Schalten der Magnetfelder und dem Auslesevorgang im Sensormodul. Im vorhandenen Datenerfassungssystem sind keine digitalen Signalausgänge verfügbar, die den Beginn des Auslesevorgangs im Sensormodul auslösen könnten, aufgrund dessen zwei mögliche Alternativen erörtert wurden. Zunächst bietet sich die steigende Flanke des sich aufbauenden Magnetfeldes der ersten Spule als Startsignal an. Dazu wäre lediglich die kontinuierliche Messung des Magnetfeldes mit einer Flankendetektion erforderlich, außerdem erfolgt die Synchronisierung auf diese Weise drahtlos. Um aber den Ablauf einer Messung zeitlich unkritisch, dabei trotzdem so kurz wie möglich zu gestalten sowie aufgrund der Tatsache, dass im Demonstrator ohnehin eine Kabelverbindung zur Spannungsversorgung und Datenübertragung des Sensormoduls besteht, wurde die Synchronisierung mittels einer anderen Referenz realisiert. Die Spulenansteuerung beinhaltet

tet ein Signal mit dem Zweck, das magnetische Feld jeder Spule pro Durchlauf unmittelbar hintereinander jeweils einmal umzukehren. Da dieses Signal regelmäßig und nur beim Schalten der Magnetfelder auftritt, kann es vom Sensormodul als Trigger genutzt werden, um den Messablauf zeitlich korrekt durchzuführen.

Für die Lokalisierungsanwendung wurde die universelle Sensorschnittstelle derart konfiguriert, dass sämtliche nicht benötigten Funktionen deaktiviert wurden. Nur die angeschlossenen Eingänge, die über den Instrumentierungsverstärker eingelesen werden sollen, werden vom Mikrocontroller zeitlich gesteuert eingeschaltet, ebenso die Flip-Schaltung, die nach jedem Messzyklus einen Flip-Vorgang auslöst. Die Verstärkung des Instrumentierungsverstärkers wurde auf den Faktor 100 eingestellt, um selbst schwache Magnetfelder außerhalb der Hauptmessachse der AMR-Sensoren registrieren zu können. Abbildung 6-5 verdeutlicht die Umsetzung der Konfiguration in der Programmierung des Mikrocontrollers.

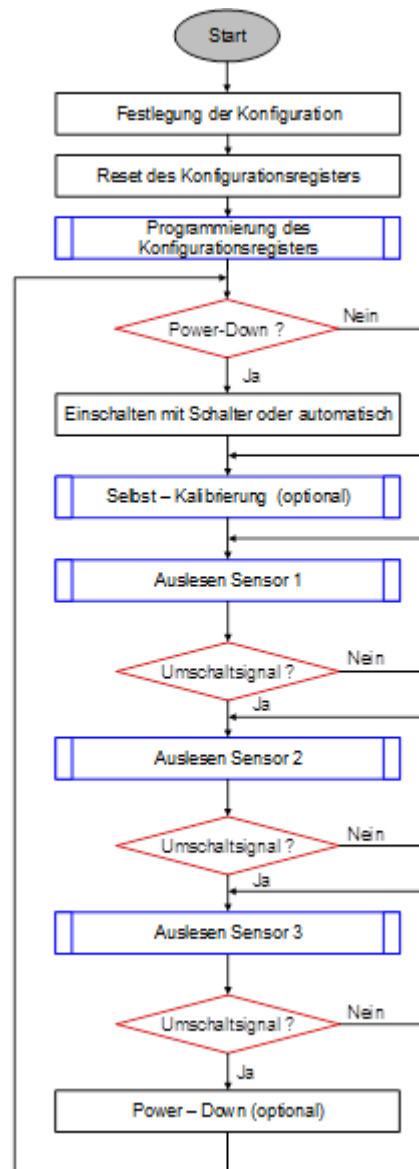


Abbildung 6-5
 Ablaufdiagramm der im Mikrocontroller implementierten Steuersoftware für die magnetische Lokalisierungsanwendung

6.2.4 Versuchsdurchführung und Ergebnisse

Das Lokalisierungsexperiment wurde so durchgeführt, dass für verschiedene Positionen des Sensormoduls im Demonstrator jeweils drei Messungen erfolgten. Auf diese Weise konnte die Reproduzierbarkeit und auch die Genauigkeit der Positionsbestimmung überprüft werden. Abbildung 6-6 zeigt die grafische Oberfläche des Lokalisierungsprogramms, das die gemessenen Positionen des Sensormoduls im Behältnis anzeigt. Sämtliche Messwerte wurden mit einer im Demonstrator angebrachten Skala verglichen und gaben dabei die tatsächliche Position bis auf eine Genauigkeit von etwa 5 cm wieder, was ungefähr der Dimension der aufsteckbaren Platineneinheit entspricht.

Zusammenfassend bietet der Aufbau mittels des USIX-Chips gegenüber der bisherigen Sensormodule folgende Vorteile:

- Einzelner IC-Baustein statt dreifacher Sensorelektronik
- Einstellbare Verstärkung
- Integrierter Analog-Digital-Wandler
- Einstellbare und unabhängige Versorgung der Sensorbrücken mit Strom (0,5 μ A- ca. 1,75 mA) oder Spannung (ca. 1,2 V – 3,3 V)
- Temperaturmessung der AMR-Sensoren
- Temperaturkompensation
- Ruhemodus schließt Sensorik ein
- Integrierter, automatischer Flip-Vorgang

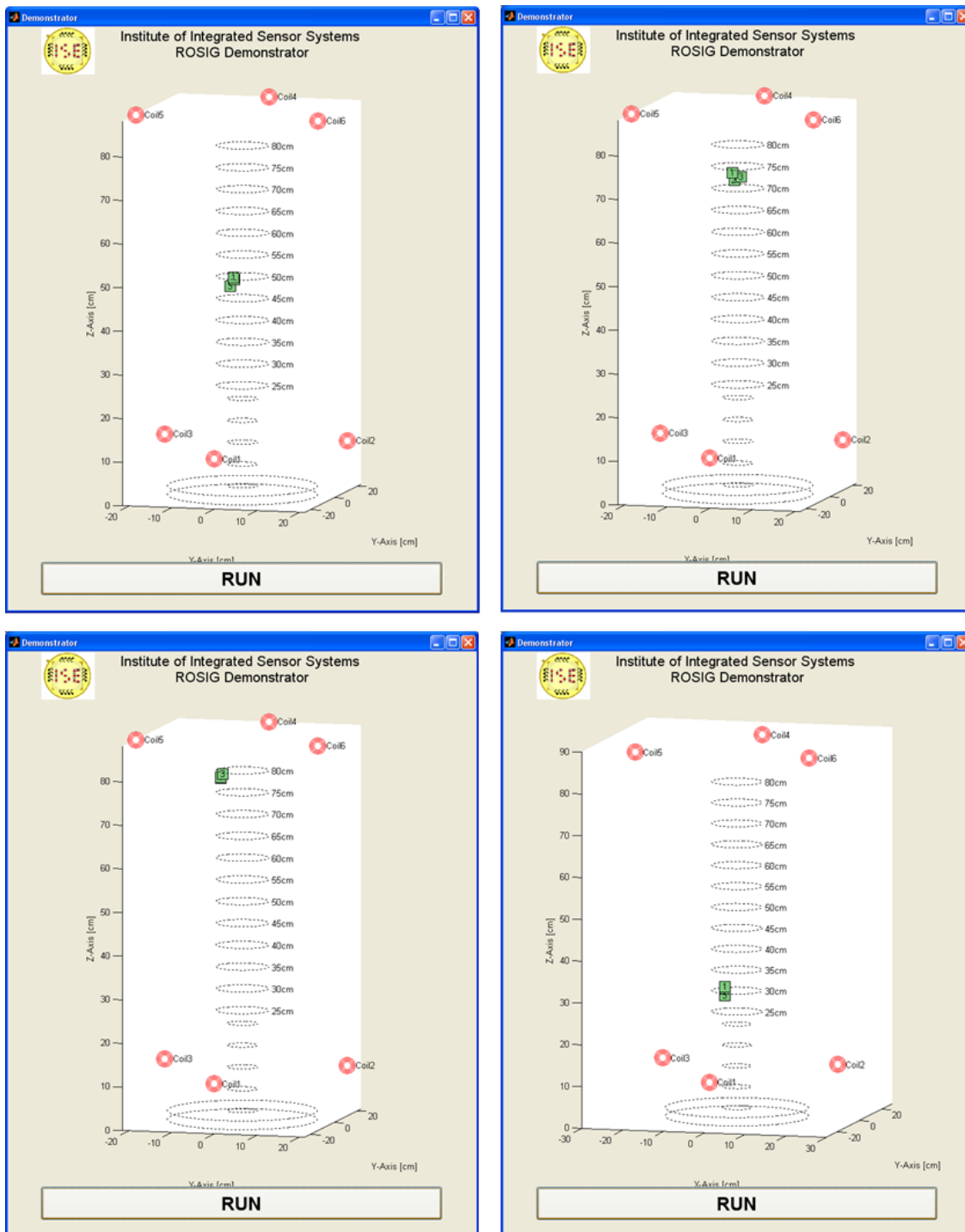


Abbildung 6-6
 Grafische Ausgabe der Lokalisierungsergebnisse für vier verschiedene Positionen

6.3 Lab-on-Spoon

6.3.1 Konzept eines intelligenten Löffels

Beim Lab-on-Spoon handelt es sich um ein Forschungsprojekt, welches ebenfalls am Lehrstuhl für Integrierte Sensorsysteme der TU Kaiserslautern durchgeführt wird [86] [87] [88]. Grundgedanke des Projekts ist die Schaffung eines Assistenzsystems, beispielsweise für die Lebensmittelsicherheit. Durch physikalische und chemische Analyse von Flüssigkeiten sollen verschiedene Stoffe klassifiziert werden. Das Lab-on-Spoon ist ein integriertes Sensorsystem in Form eines Löffels, in dessen Löffelschale verschiedene Sensoren zur Untersuchung des Inhalts eingefasst sind. Bisherige Prototypen sind aus Kunststoff und beinhalten einen Temperatursensor, einen Farbsensor sowie zwei Elektroden zur Impedanzspektroskopie mithilfe des AD5933. Damit sind sie in der Lage, unterschiedliche Flüssigkeiten zu differenzieren und zum Beispiel mit Glycerin verunreinigten von reinem Wein zu unterscheiden. Jeder Sensor ist dafür mit einer individuellen Sensorelektronik ausgestattet, die jeweils auf einer separaten Platine implementiert wurde. Zur Steuerung und Datenerfassung ist außerdem ein Mikrocontroller-System vorhanden. Insgesamt besteht die Elektronik, welche zum Auswerten der Sensorik verwendet wird, aus vier einzelnen Platinen.

6.3.2 Das universelle Sensor-Interface im Lab-on-Spoon

Der mit dem universellen Sensor-Interface verwendete Prototyp (zur Verfügung gestellt von Prof. A. König) beinhaltet keinerlei Elektronik und besteht lediglich aus dem Löffelgehäuse selbst sowie den Sensoren und einer weißen Leuchtdiode, deren Anschlüsse allesamt durch den Stiel des Löffels nach außen geführt werden. Als Temperatursensor wurde ein Pt10000 Platinwiderstand von UST verwendet, zwei verzinkte Metallstifte bilden die Elektroden und der Farbsensor ist ein von der Firma MAZeT zur Verfügung gestellter RGB-Sensor des Typs MRGBiCS, der sich aus drei PIN-Photodioden und einer Isolationsdiode zusammensetzt [89]. Abbildung 6-7 verdeutlicht den Aufbau.

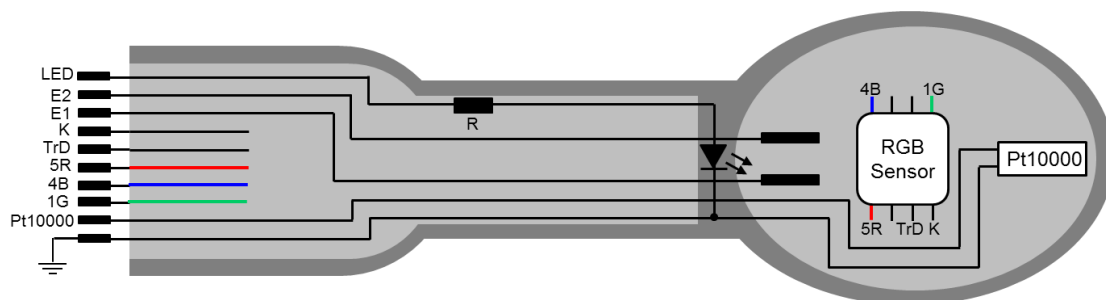


Abbildung 6-7

Schematische Darstellung des USIX Lab-on-Spoon Front-Ends

Ziel ist der Aufbau und die Auswertung eines Lab-on-Spoon Systems mittels des USIX-Chips ohne die individuelle Sensorelektronik früherer Prototypen. Um es zusammen mit dem Interface nutzen zu können, wurde das Front-End des Lab-on-Spoons an die in Kapitel 5.2 aufgebaute Testplattform angeschlossen (Abbildung 6-8). Eine verkleinerte Version des Systems, die nicht wie hier zur experimentellen Erprobung unterschiedlicher Anwendungen konzipiert ist, ließe sich prinzipiell auch im Löffel selbst unterbringen.

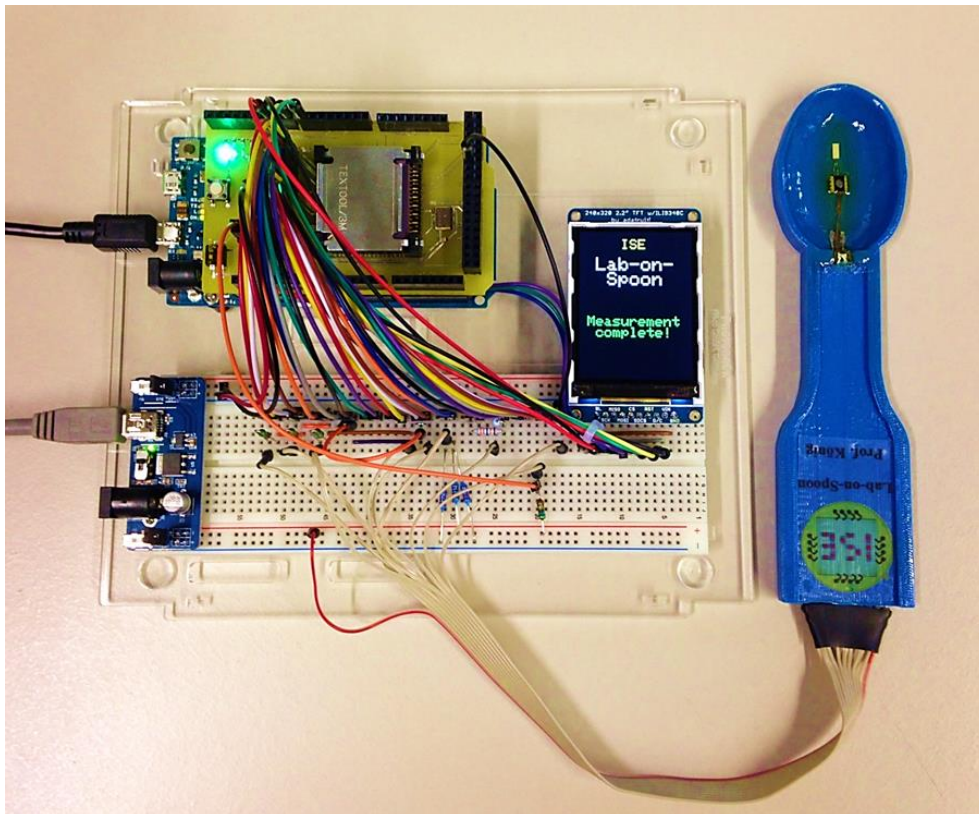


Abbildung 6-8
Testaufbau des USIX Lab-on-Spoon Systems

6.3.3 Konfiguration des Systems

Aufgrund seiner festen Verdrahtung zu Masse und der dadurch limitierten Anschlussmöglichkeit wurde der Pt10000 Widerstand in eine auf dem Steckbrett realisierte Brückenschaltung integriert. Die drei Kanäle des Farbsensors, rot, grün und blau, werden vom Interface ausgelesen, indem der Instrumentierungsverstärker die von den Photostromen erzeugten Spannungsabfälle an Widerständen misst, wobei die Isolationsdiode auf einem festen Referenzpotential liegt. Die Farbkanäle können dazu, wie in Kapitel 4.2 erläutert, wahlweise an die Stromeingänge des USIX-Chips mit integrierten Wider-

ständen angeschlossen oder aber mittels externer Widerstände über die Spannungseingänge ausgelesen werden. Beide Möglichkeiten wurden an dieser Stelle erfolgreich getestet. Aufgrund der höheren Empfindlichkeit wurden für die nachfolgenden Messungen externe 560 k Ω Widerstände eingesetzt. Um den Einfluss des Rauschens auf die Messung zu reduzieren, wird aus je 1000 Messwerten der Mittelwert gebildet. Bei jeder Farbmessung wird die im Löffelgehäuse eingebaute LED durch den Mikrocontroller eingeschaltet und dient als Beleuchtung der Probe. Entsprechend der Erläuterungen aus Kapitel 3.3 werden für die Impedanzmessung die zwei Elektroden in Reihe zu einem Widerstand geschaltet, dessen Spannung ausgelesen wird. Der ebenfalls für die Impedanzmessung integrierte Transimpedanzverstärker wird zusätzlich verwendet, allerdings wird er statt zur Messung als aktive Wechselspannungsquelle eingesetzt. Hierzu ist er mit zwei Widerständen als nichtinvertierender Verstärker konfiguriert, an dessen Eingang die aus der PLL stammende Rechteckspannung anliegt. Durch Einstellen der Verstärkung anhand der Widerstände kann so ein wechselförmiges Ausgangssignal erzeugt werden, dessen Amplitude sich je nach Verstärkungswert bis hin zur Betriebsspannungsgrenze variieren lässt. Zusätzlich kann der Gleichanteil des Signals mittels der am positiven Verstärkereingang liegenden Referenzspannung konfiguriert werden. Da die Impedanz über ein möglichst großes Frequenzspektrum gemessen werden soll, wird zur Digitalisierung der Spannungswerte anstelle des im Interface-IC integrierten Wandlers der ADC des Mikrocontrollers herangezogen, welcher Abtastraten von nahezu 1 MS/s erreicht. Das bedeutet, zur Erfüllung des Abtasttheorems können sämtliche mit der Phasenregelschleife erzeugten Frequenzen kleiner 500 kHz genutzt werden, was einer maximalen Frequenz von 125 kHz entspricht. Basierend auf den Abtastwerten führt der Mikrocontroller eine schnelle Fourier-Transformation (FFT) durch und bestimmt Real- und Imaginärteil für die verschiedenen Frequenzwerte einschließlich des Gleichanteils. Aufgrund der Gegebenheit, dass sich eine Rechteckschwingung aus ihrer Grundfrequenz sowie ungeraden Vielfachen davon zusammensetzt, können die Informationen der Oberschwingungen ebenfalls zur Klassifizierung genutzt werden. Die im folgenden Kapitel beschriebenen Experimente basieren auf insgesamt sechs verschiedenen Frequenzen (0 Hz, 0,977 kHz, 2,93 kHz, 15,625 kHz, 46,875 kHz, 125 kHz) bei einer Amplitude von 1,1 V.

Bislang ersetzt der in Abbildung 6-9 schematisierte Aufbau die diversen Platinen früherer Prototypen. Ergänzt wird dieser durch zusätzliche Einstellungsmöglichkeiten bei der Impedanzmessung, insbesondere die des Gleichanteils, welche allerdings nur bei einigen bestimmten Frequenzen möglich ist. Aufgrund der Charakteristik der universellen Sensor-Schnittstelle ist es aber möglich, außerdem die Funktionalität und auch die qualitativen Eigenschaften des Grundsystems zu verbessern. So wurde das Lab-on-Spoon mit einer eigenständigen Überprüfung des Messbereichs (*self-monitoring*) und anschließender Kalibrierung (*self-calibration*) ausgestattet, die für den Farbsensor implementiert wurde und sich in ähnlicher Form auch auf andere Sensoren übertragen lässt.

Aufgabe des RGB-Sensors im Lab-on-Spoon ist es, verschiedene Farben zu differenzieren, was je nach spektraler Zusammensetzung der Probe mit unterschiedlicher Deutlichkeit erreicht wird. Zu Beginn eines Messzyklus werden die Werte der drei Photodioden im Sensor deshalb mit der niedrigsten Verstärkung ausgelesen und miteinander verglichen. Sollten die Werte innerhalb des gleichen, zuvor festgelegten Spannungsintervalls liegen, findet automatisch eine Neukonfiguration des Chip-Registers statt und der Verstärkungsfaktor wird heraufgesetzt. Im Anschluss wird der Sensor wieder ausgelesen und bei Bedarf die Verstärkung erhöht, solange bis entweder der farbliche Unterschied eindeutig aufgelöst werden kann oder die höchste Verstärkung bzw. eine vorher bestimmte Spannungsgrenze erreicht ist. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass sich der Instrumentierungsverstärker für jede Messung im optimalen Bereich befindet. Dieses Prinzip der automatisierten Konfiguration lässt sich im Grundsatz auch auf andere Sensorik anwenden. Beispielsweise das Temperaturverhalten könnte je nach Bedarf entweder in einem kleinen Intervall bei hoher Auflösung oder über einen größeren Bereich bei reduzierter Genauigkeit erfasst werden. Mit der verwendeten Viertelbrücke kann der Messbereich durch Wahl der Verstärkung für Temperaturänderungen zwischen ca. 0,98 °C für die höchste und ca. 98 °C für die niedrigste Verstärkung eingestellt werden. Die Auflösung beträgt bei Verwendung des internen Wandlers jeweils 10 Bit. Die Implementierung der selbst-Kalibrierung sowie der gesamten Interface-Ansteuerung in der Software des Mikrocontrollers wird in Abbildung 6-10 veranschaulicht.

Einschließlich der Versorgung, der Ansteuerung sowie der digitalen Ausgänge werden für die beschriebene Konfiguration 38 der 64 Kontakte des USIX-ICs benötigt. Für eine Implementierung des Systems innerhalb des Löffels könnte daher speziell zu diesem Zweck ein kleineres Chip-Gehäuse mit weniger Kontakten oder auch eine Chip-on-Board Lösung herangezogen werden.

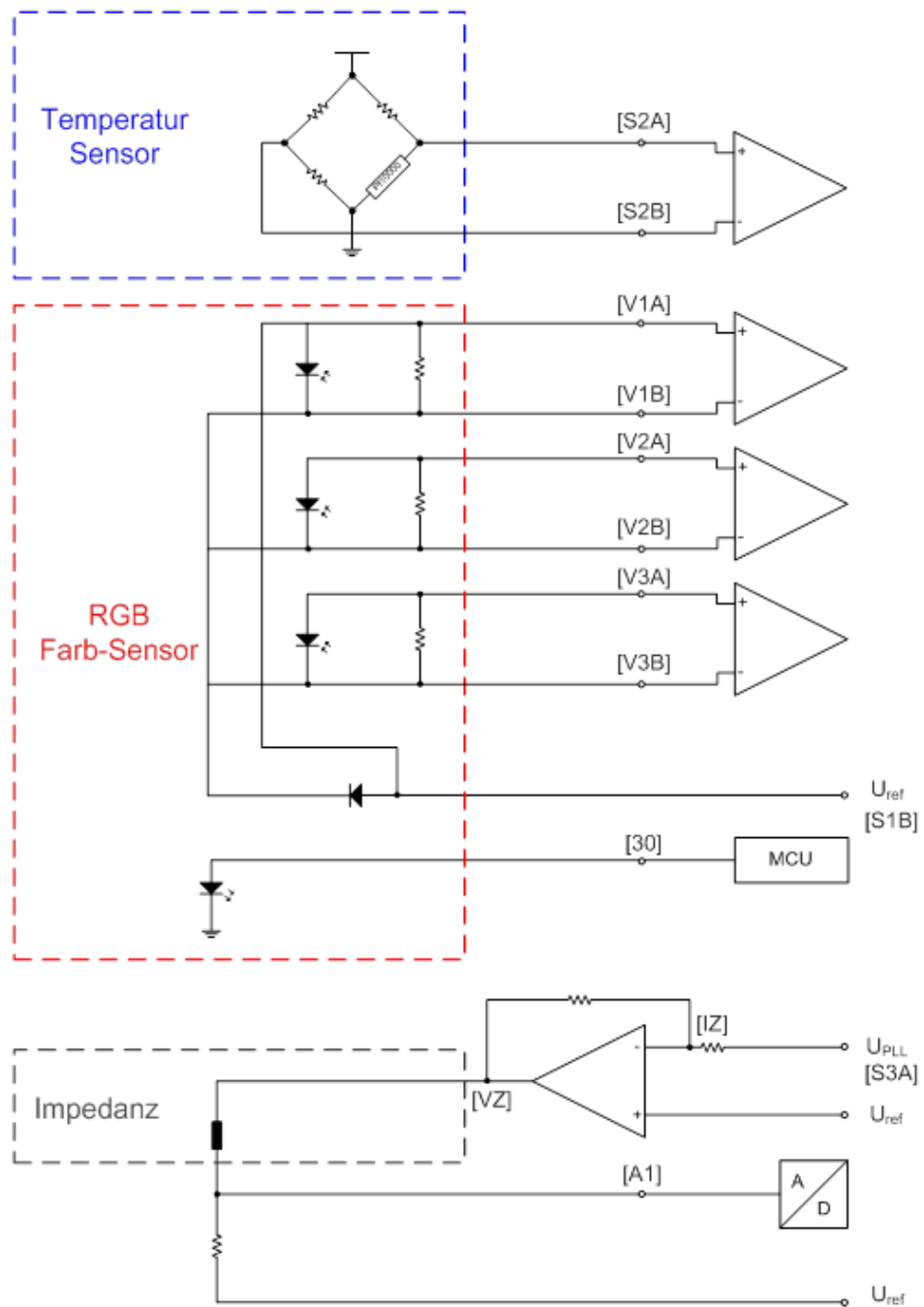


Abbildung 6-9
 Funktionsweise des USIX Lab-on-Spoon Systems mit Angabe der verwendeten Pin-
 Bezeichnungen

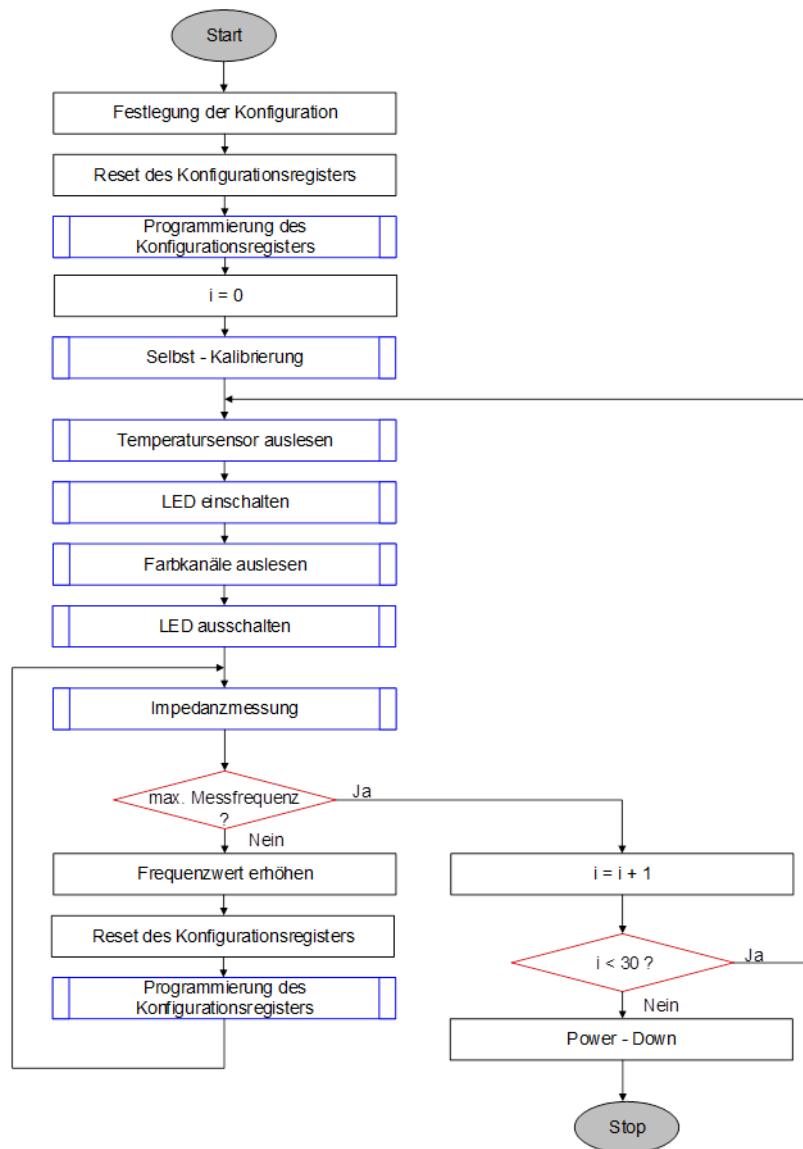


Abbildung 6-10

Im Mikrocontroller umgesetzte Ablaufsteuerung des Interface-ICs im Lab-on-Spoon System für 30 Messzyklen

6.3.4 Experimente und Ergebnisse

Zum Testen des Lab-on-Spoons wurden Versuche mit verschiedenen Flüssigkeiten durchgeführt. Über die serielle Schnittstelle der Mikrocontroller-Plattform wurden die Messdaten an einen PC übertragen und mittels der Mustererkennungs-Software Quick-Cog [90] klassifiziert, die in der Lage ist, Daten höherer Dimension zweidimensional zu visualisieren. Für sämtliche Flüssigkeiten wurden die Messungen zyklisch wiederholt und die Werte aller Durchläufe erfasst. Ein erstes Experiment (Abbildung 6-11) wurde mit destilliertem Wasser, Leitungswasser, Sojasoße und Essig durchgeführt und bestätigte die Funktion des Systems. Die auf dem Realteil der Impedanz-Information beru-

hende, deutlich unterscheidbare Klassifizierung der einzelnen Proben ist in Abbildung 6-12 zu sehen. In weiteren Messreihen wurden anhand ihrer Farbinformationen die Getränke Cola, Orangenlimonade und Zitronenlimonade (Abbildung 6-13) sowie verschiedene Öle (Abbildung 6-14) differenziert. Hinsichtlich der Öle ist anzumerken, dass sich aufgrund ihrer hochohmigen Eigenschaften aus den Messungen der Impedanz keine klassifizierbaren Werte ergaben. Der Ausgangswiderstand des Verstärkers im USIX-Chip beträgt ca. $0,34 \Omega$ und die maximale Ausgangsspannung etwa 3 V, sodass die resultierenden Ströme für eine sinnvolle Messung zu gering sind.

Resümierend konnte die Funktionalität des USIX-Chips im Lab-on-Spoon als einem Multi-Sensor-System belegt werden. Anstelle der umfangreicheren Elektronik früherer Prototypen erfüllt das Sensorinterface alle erforderlichen Eigenschaften. Bezüglich der Impedanz-Messungen sind allerdings nur einige bestimmte Frequenzen nutzbar und es kann kein fein aufgelöstes Spektrum mit absoluten Impedanzwerten wie mit dem AD5933 ermittelt werden. Im Gegensatz dazu sind jedoch auch höhere Frequenzen möglich, außerdem kann die Gleichtaktspannung des Signals eingestellt werden. Vorteilhaft am USIX Lab-on-Spoon sind nicht nur die Hardware-Einsparung, sondern auch die zusätzlichen Rekonfigurationsmöglichkeiten. Diese lassen nicht nur eine individuelle Anpassung, beispielsweise der Messbereiche, zu, sondern ermöglichen außerdem die Selbst-Kalibrierung des Systems. Ebenso ist das Interface flexibel hinsichtlich des analogen Front-Ends, sollten zusätzliche oder veränderte Sensoren eingesetzt werden.

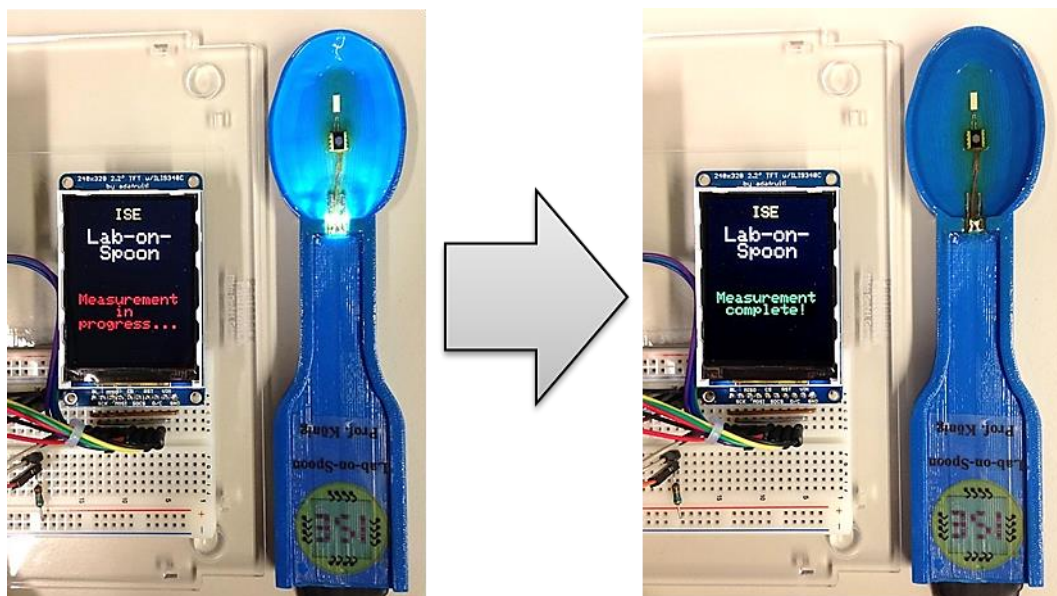
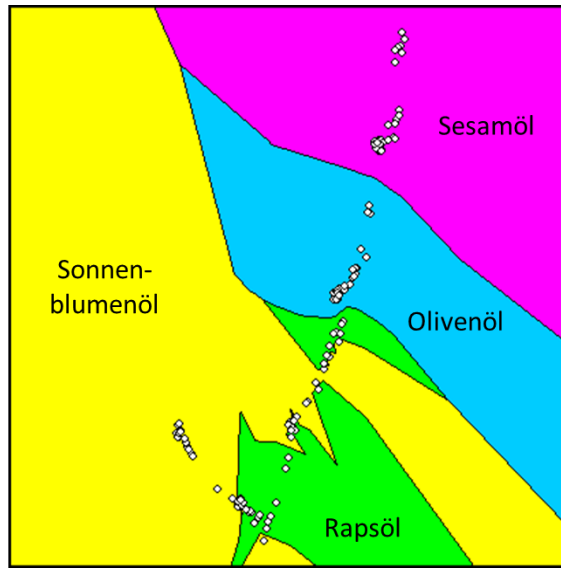


Abbildung 6-11

Versuchsdurchführung der Flüssigkeitsanalyse mit USIX Lab-on-Spoon System



*Abbildung 6-14
Speiseöle, klassifiziert anhand ihrer Farbinformation*

7. Systemische Erweiterung durch MEMS-Schalter

7.1 Grundkonzept

Im Zusammenhang mit eingangs erwähnter parallel durchgeführter Doktorarbeit von M. A. Johar zum Thema Self-x DC-MEMS-Schalter wird nachfolgend untersucht, inwiefern das in mancher Hinsicht vorteilhaftere Verhalten von MEMS-Schaltern im Vergleich zu deren CMOS-Variante die Fähigkeiten des universellen Sensor-Interfaces nutzbringend ergänzen kann. Besonderes Augenmerk liegt dabei auf der Zielsetzung einer SiP-Lösung, sodass die Kombination gemäß der Intention der Schnittstelle ein einzelnes Bauteil darstellt.

7.2 Charakteristik und Modellierung der DC-MEMS-Schalter

Im Gegensatz zu MEMS-Schaltern für hochfrequente Anwendungen wurden die vorliegenden Schalter speziell für den Gleichspannungsbereich entworfen, sodass ihr Verwendungszweck dem von miniaturisierten Relais entspricht [8]. Alternativ zu den hier beschriebenen Schaltern existieren auch kommerziell verfügbare Schalter der Firma Radant MEMS, die ebenfalls für den Gleichspannungsbereich geeignet sind [91]. Die Funktion der hier betrachteten DC-MEMS-Schalter beruht auf einem festen und einem beweglichen Metallkörper, wobei der veränderliche Körper durch eine elektrostatische Kraft in Richtung seines verankerten Gegenstücks gezogen wird, bis durch den Kontakt beider Seiten eine leitende Verbindung hergestellt wird. Die hierzu notwendige Spannung, die den Schaltvorgang steuert, beträgt für die Prototypen verschiedener Schaltermodelle, deren Größe im Bereich von 5,11 mm² bis 12 mm² liegt, zwischen 27 V und 89 V. Ein Beispiel eines solchen DC-MEMS-Schalters zeigt die Mikroskop-Aufnahme in Abbildung 7-1.

Wird die Schalterstruktur im geschlossenen Zustand von einem Strom durchflossen, so erwärmt sie sich, was zu einer Haftung zwischen beiden Kontaktflächen führen kann, die teilweise auch nach Abschalten der Steuerspannung bestehen bleibt. Zwischen beiden Kontakten existiert folglich ein ungewollter Kurzschluss. Um die Funktionalität der Schalter wiederherzustellen, enthält die Implementierung sogenannte Wärme-Aktuatoren, welche sich bei Ansteuerung mit einem Strom erhitzen und derart verformen, dass sie den beweglichen Kontakt des Schalters wieder in seine Ausgangslage ziehen und die haftende Verbindung dabei lösen. Zum Zweck der Simulierbarkeit wurde eine Schaltervariante gemäß Abbildung 7-2 elektrisch modelliert.

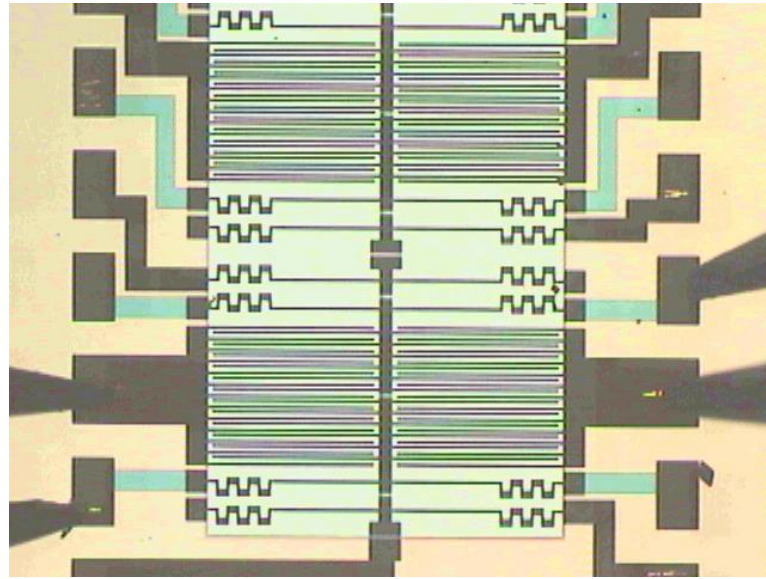


Abbildung 7-1
Mikroskop-Aufnahme eines DC-MEMS-Schalters [8]

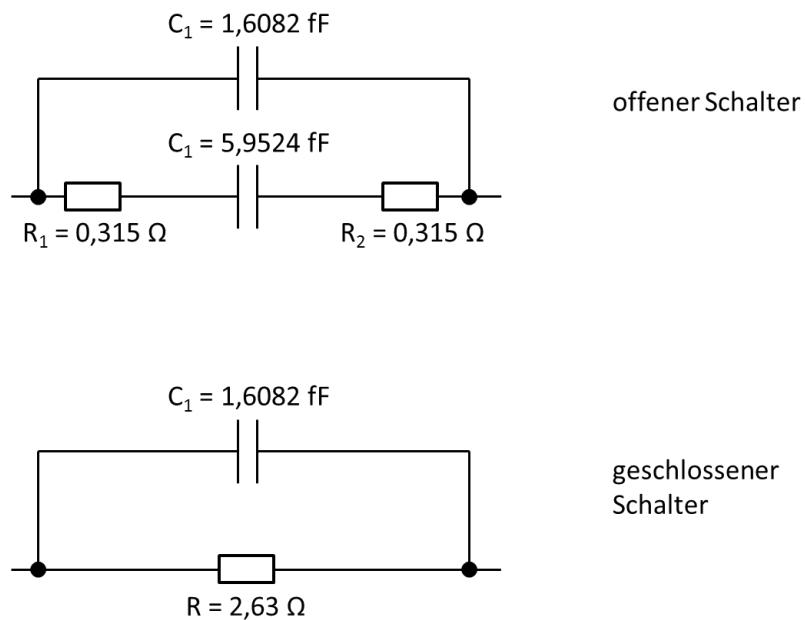


Abbildung 7-2
Elektrische Modellierung eines DC-MEMS-Schalters für den geöffneten und den geschlossenen Zustand [8]

7.3 Applikation als Komponente im rekonfigurierbaren Interface-Konzept

Spannungen, wie sie für die Ansteuerung der MEMS-Schalter benötigt werden, übersteigen die in herkömmlichen CMOS-Prozessen üblichen Werte bei weitem. Eine Verwendung in Kombination mit dem in dieser Arbeit beschriebenen System, dessen Betriebsspannung 3,3 V beträgt, ist daher nicht unmittelbar möglich. Würden Spannungen der genannten Höhe die Bauteilstrukturen zerstören, so wird für den verwendeten CMOS-Prozess der ams-AG eine Hochvolt-Option angeboten, die Spannungsfestigkeiten von bis zu 120 V bietet. Der vorhandene Entwurf des Interface-ICs kann daher um eine Hochvolt-Sektion auf demselben Chip erweitert werden, um so eine Interaktion mit MEMS-Schaltern zu ermöglichen, welche dann als Komponenten des Systems agieren könnten. Da die Betriebsspannung jedoch weiterhin nur 3,3 V beträgt, muss für eine Schalteransteuerung im Rahmen der internen Elektronik eine höhere Spannung generiert werden, ohne dafür die Anforderungen bezüglich der Versorgung des Gesamtsystems zu ändern. Mit der genannten Hochvolt-Prozessoption wurde zu diesem Zweck eine in Abbildung 7-3 gezeigte 34-stufige Ladungspumpe der Dickson-Topologie [64] entworfen, welche bei einer Betriebsspannung von 3,3 V gemäß der Post-Layout-Simulation (Abbildung 7-4) eine Ausgangsspannung von etwa 76 V liefert. Die durchschnittliche Stromaufnahme beträgt 375,5 μA . Durch Verwendung zusätzlicher Stufen ließe sich die Ausgangsspannung noch zusätzlich erhöhen, sofern dies für entsprechende Schaltermodelle notwendig ist. Das Layout der Ladungspumpe (Abbildung 7-5) kann unmittelbar in das der Sensor-Schnittstelle integriert werden, wodurch diese die Fähigkeit erhält, ohne zusätzliche Bauteilaufwendungen DC-MEMS-Schalter direkt ansteuern zu können.

Wie beschrieben, enthalten die DC-MEMS-Schalter Wärme-Aktuatoren zum Lösen der Kontakthaftung. Dafür benötigen sie einen Stromfluss, der prinzipiell durch die im Interface enthaltene Flip-Schaltung zur Verfügung gestellt werden kann. Auf diese Weise erhält das Gesamtsystem die Möglichkeit, sich selbständig wieder in einen betriebsbereiten Zustand zu versetzen (*self-repairing*).

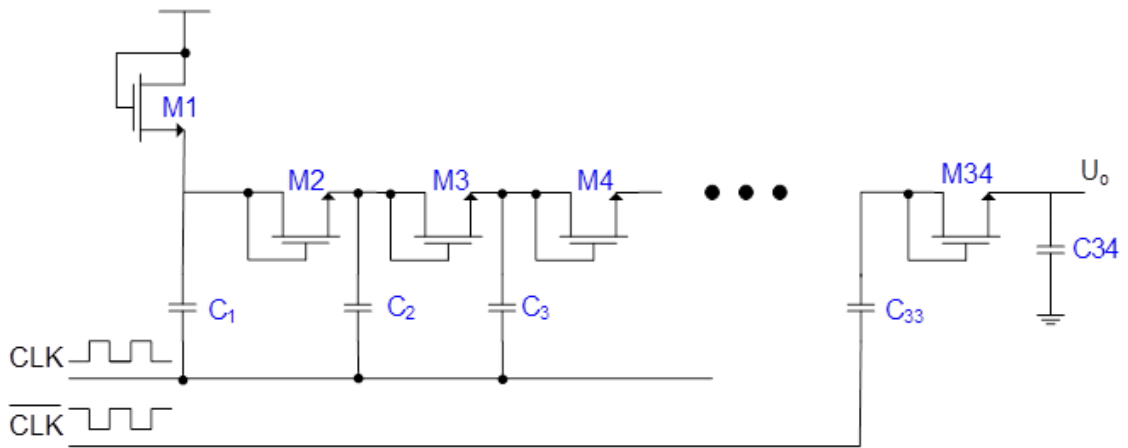


Abbildung 7-3
Ladungspumpe der Dickson-Topologie mit 34 Stufen [64]

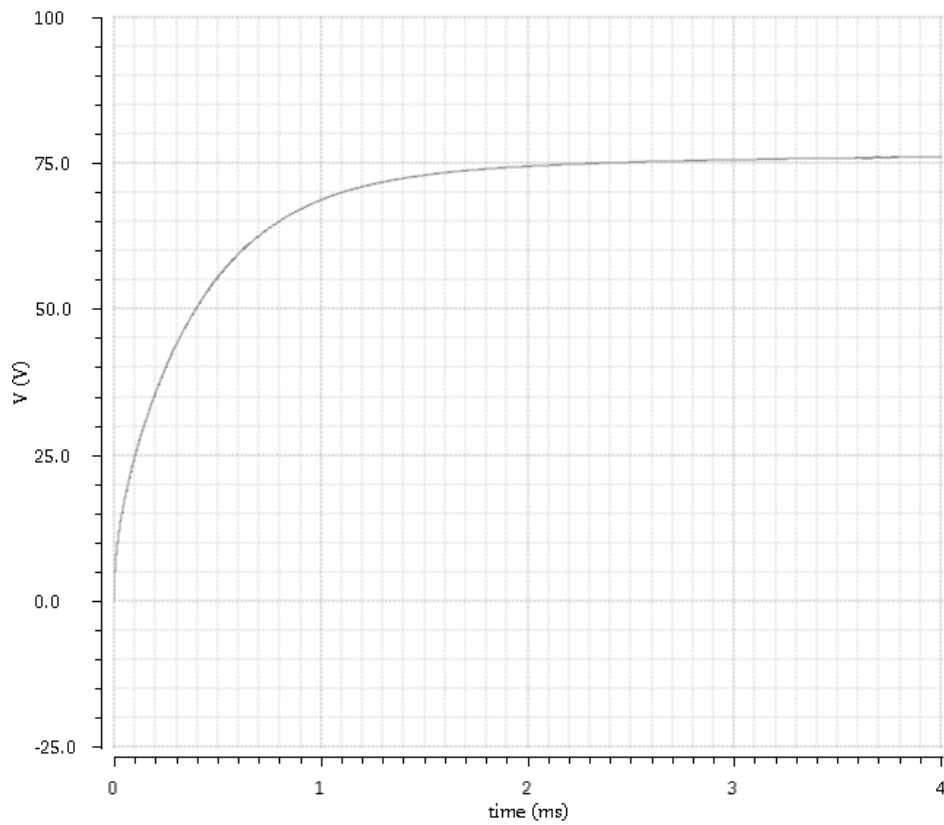


Abbildung 7-4
Einschaltverhalten der 17-stufigen Dickson-Ladungspumpe in der Post-Layout-Simulation

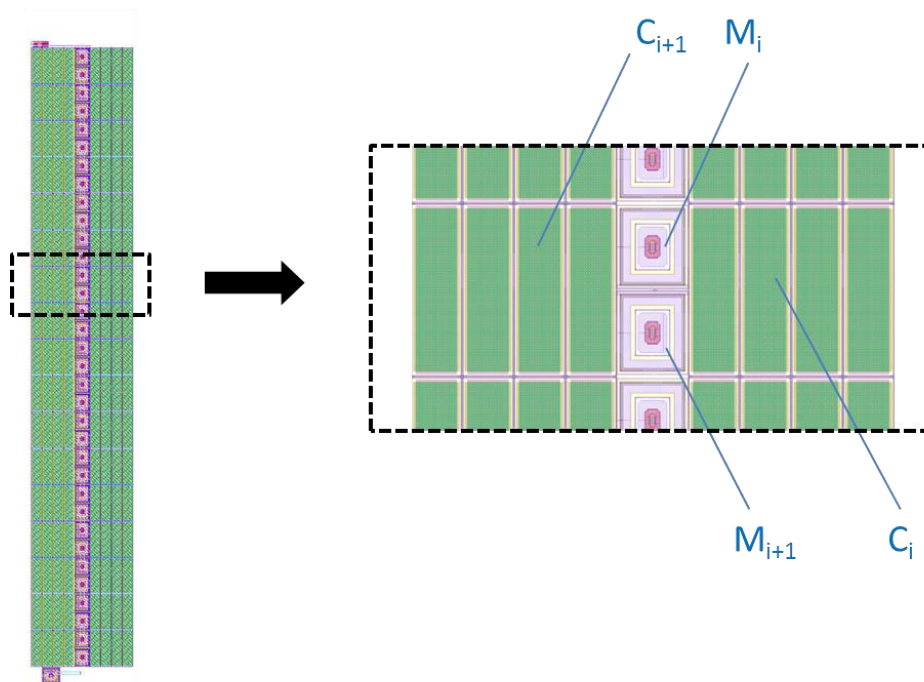


Abbildung 7-5

Layout der Ladungspumpe ($0,8 \text{ mm}^2$) mit vergrößerter Darstellung zweier Stufen

7.4 Einsatzszenarien

7.4.1 Energiesparmodus

Für die Kombination des ICs mit DC-MEMS-Schaltern im Kontext eines SiPs wurden zwei potentielle Einsatzmöglichkeiten erörtert. Das erste Szenario betrifft den Energiesparmodus des Systems. Aufgrund des geringen Widerstandes von nur $2,63 \Omega$ im eingeschalteten Fall ließe sich die Spannungsversorgung des Systems über einen MEMS-Schalter steuern. Die in Kapitel 5.3.9 gemessene Stromaufnahme von 14 mA würde am Schalter lediglich einen Spannungsabfall von $36,82 \text{ mV}$ verursachen, was die internen Schaltungen des Chips kaum beeinträchtigen würde. Im Gegenzug ließe sich die Verlustleistung im ausgeschalteten Zustand massiv reduzieren, da nur noch die Ansteuerung des Schalters versorgt werden müsste; der übrige Teil wäre praktisch verlustleistungsfrei. Bei Anwendung dieser Methode wäre auch die Implementierung des Ruhemodus in den einzelnen Schaltungsteilen obsolet.

7.4.2 MEMS-Multiplexer

Die zweite Option sieht die Anwendung in den mess- und programmierbaren Ein- und Ausgängen vor. Diese enthalten analoge Multiplexer aus CMOS-Schaltern, welche die Kontakt-Pins mit den gewünschten Signalleitungen verbinden. Durch die begrenzte Leitfähigkeit der CMOS-Schalter ist es möglich, dass, besonders bei Anschluss niederohmiger Elemente, ein nicht unbedeutender Spannungsabfall entlang der Schalter entsteht und damit die eigentliche Spannung über das angeschlossene Element reduziert wird. Da die DC-MEMS-Schalter einen sehr niedrigen ohmschen Widerstand sowie im Gegensatz zu CMOS-Schaltern ein vernachlässigbares Temperaturverhalten aufweisen, könnten sie an dieser Stelle vorteilhaft sein (Abbildung 7-6). Beispielsweise könnten sie zum Umschalten der Messeingänge auf eine Referenzgröße verwendet werden und somit eine Kalibrierung ermöglichen.

Mithilfe des elektrischen Modells der MEMS-Schalter wurde eine vergleichende Simulation durchgeführt, die beispielhaft für den Anschluss eines AFF755 AMR-Sensors bei einer magnetischen Feldstärke von $H = 0,4$ kA/m das Verhalten der DC-MEMS-Schalter zu denen ihres CMOS-Pendants in Relation setzt. Zu diesem Zweck wurden jeweils zwei 5:1 Multiplexer entsprechend der im Chip implementierten Struktur verwendet, bei der fünf parallele Schalter mit einem gemeinsamen Ausgang verbunden sind und über separate Ansteuerung geöffnet oder geschlossen werden. Die beiden Ausgänge kontaktieren die Versorgungsanschlüsse des AMR-Sensors. Für verschiedene Signalarten, wie sie in der Implementierung der Sensor-Schnittstelle vorkommen, sind die simulierten Spannungen über den Sensor sowie an dessen Ausgang in Abbildung 7-7 und Abbildung 7-8 dargestellt, wobei erstere den Verlauf mit CMOS- und letztere den mit MEMS-Schaltern abbildet. In Tabelle 7-1 sind die Ergebnisse zusammengefasst. Wie aus der Simulation hervorgeht, zeigen die MEMS-Multiplexer bei Gleichspannung ihre Überlegenheit gegenüber der CMOS-Variante. Der AMR-Sensor hat einen Brückenwiderstand von nur 2,5 k Ω , was dazu führt, dass mit CMOS-Schaltern von einer 3,3 V Versorgungsspannung tatsächlich nur 1,81 V über der Brücke anliegen und der Rest über den Einschaltwiderstand der Schalter abfällt. Entsprechend wird die Ausgangsspannung und damit die Sensitivität des Sensors herabgesetzt. Die MEMS-Schalter besitzen einen Widerstand von 2,63 Ω , der in Anbetracht des fast drei Dekaden höheren Widerstands des Sensors fast vernachlässigbar ist. Dies zeigt sich auch am Spannungsabfall über der Brücke, welcher hier 3,29 V beträgt, sowie an der höheren Ausgangsspannung. Bei Versorgung mit einer Referenz-Gleichtaktspannung über den zweiten Kanal des Multiplexers ist das Verhalten beider Schaltervarianten entsprechend, genauso bei einer 4 MHz Rechteckspannung über den dritten Kanal. Das Anlegen einer Wechselspannung, genau wie das eines sehr kleinen Stroms, erscheint zwar in Zusammenhang mit einem AMR-Sensor nicht sinnvoll, jedoch hat dieser nur rein exemplarischen Charakter und wurde hier zu demonstrativen Zwecken herangezogen. Wird der Sensor mit einem Gleichstrom gespeist, so wäre das Verhalten von CMOS- und MEMS-Schaltern identisch, wenn es nur einen Signalpfad gäbe. Im vierten Pfad

des Multiplexers weisen aber nur die CMOS-Schalter das gewünschte Verhalten auf. Infolge der parallelen Anordnung der Schalter entsteht eine kapazitive Kopplung zu den übrigen Pfaden, sodass es zu einem Übersprechen der Wechselspannung kommt, wodurch die Konstanz der Brückenspannung beeinträchtigt wird. Zum Schluss wurde noch die Abschaltzeit betrachtet, beispielsweise um die Sensorbrücke in den Ruhemodus zu versetzen. Hier zeigt sich eine deutlich höhere Schaltgeschwindigkeit bei den CMOS-Schaltern. Zusammenfassend sind für Gleichspannungen DC-MEMS-Schalter besser geeignet, für Wechselspannungen, empfindliche Ströme und hohe Schaltgeschwindigkeiten CMOS-Schalter. Demzufolge ist eine Kombination von Multiplexern aus CMOS- und MEMS-Schaltern sinnvoll, welche je nach Art des Signals die Vorteile beider Schaltertypen ausnutzen. Alternativ dürfte auch eine Vergrößerung des Kontaktabstands im Entwurf der MEMS-Schalter die kapazitive Kopplung reduzieren.

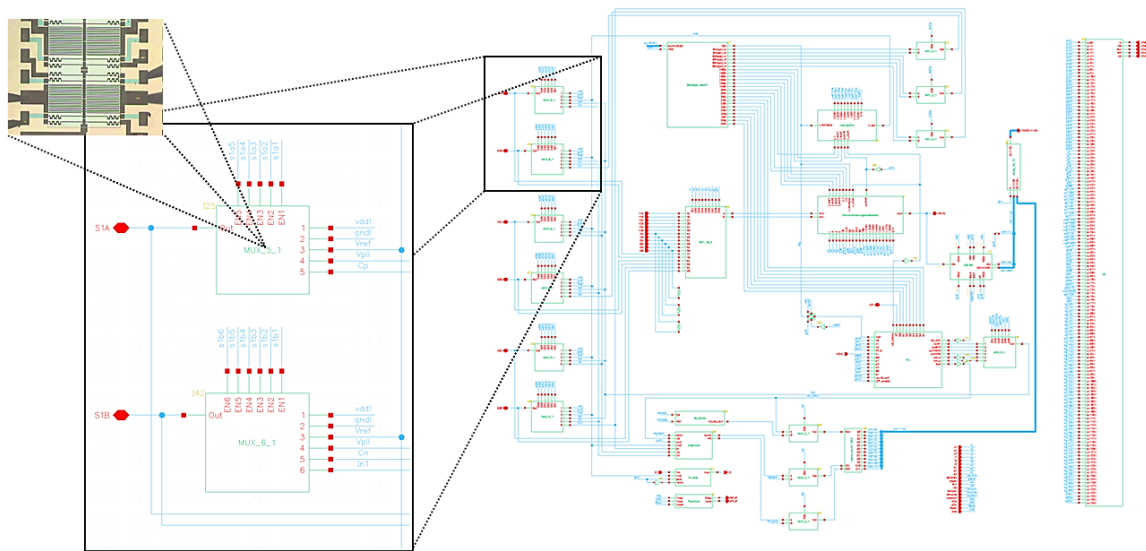


Abbildung 7-6

Einsatz der DC-MEMS-Schalter in den Multiplexern der mess- und programmierbaren Ein- und Ausgänge des Interface-Systems anstelle analoger CMOS-Schalter

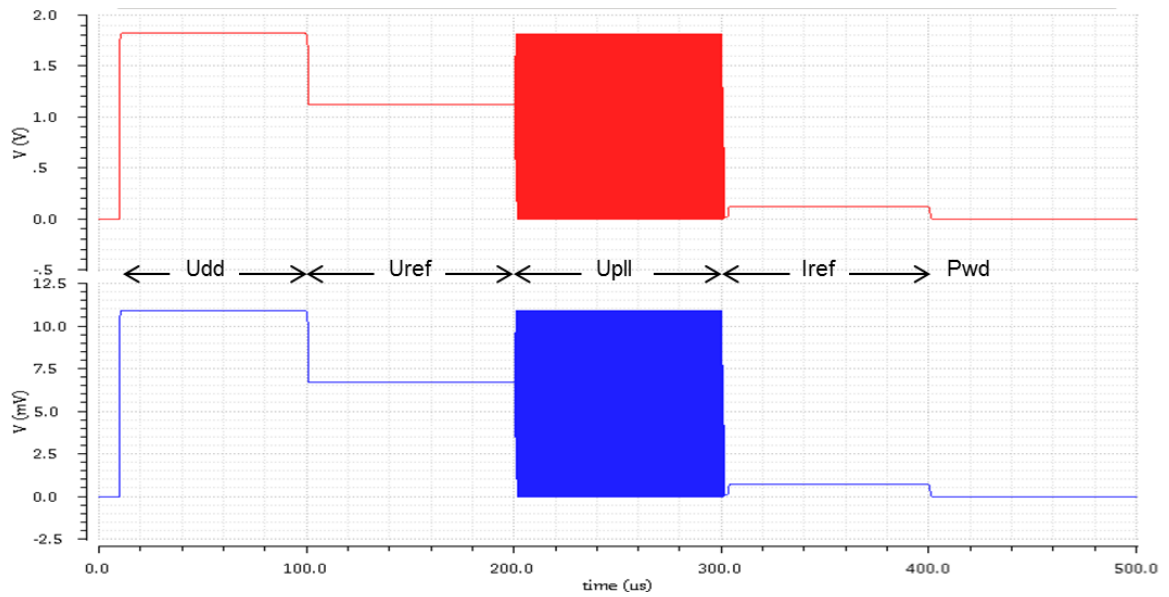


Abbildung 7-7

Simulation der Spannung über die modellierte AMR-Brückenschaltung (oben) und deren Ausgangsspannung (unten), die über zwei CMOS-Multiplexer mit verschiedenen Signalformen versorgt wird

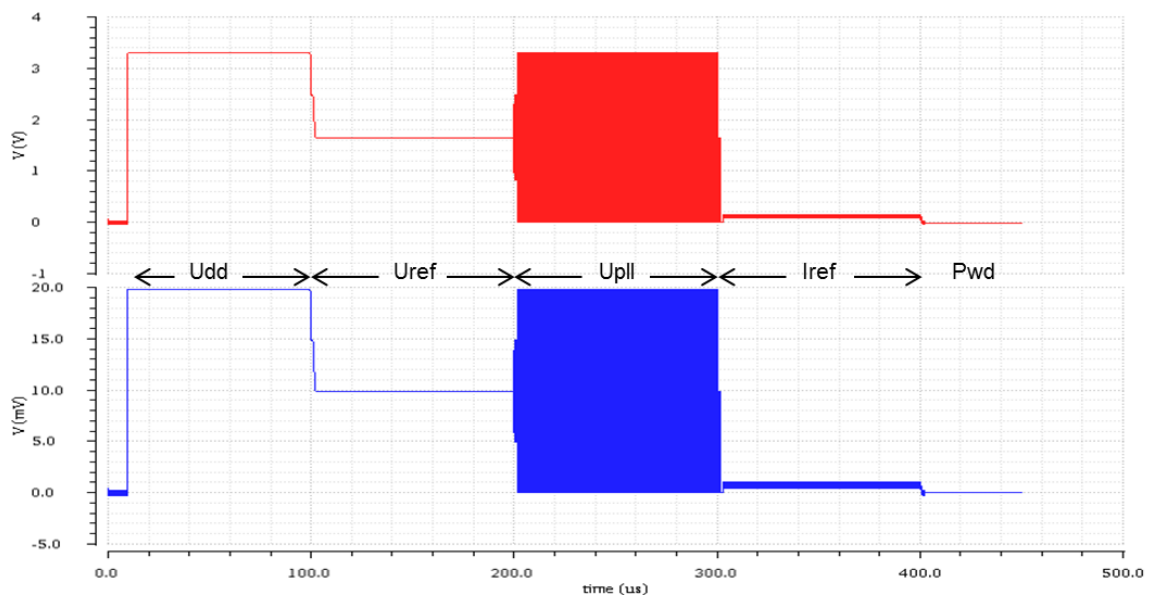


Abbildung 7-8

Wiederholung der Simulation aus Abbildung 7-7 mit MEMS-Multiplexern

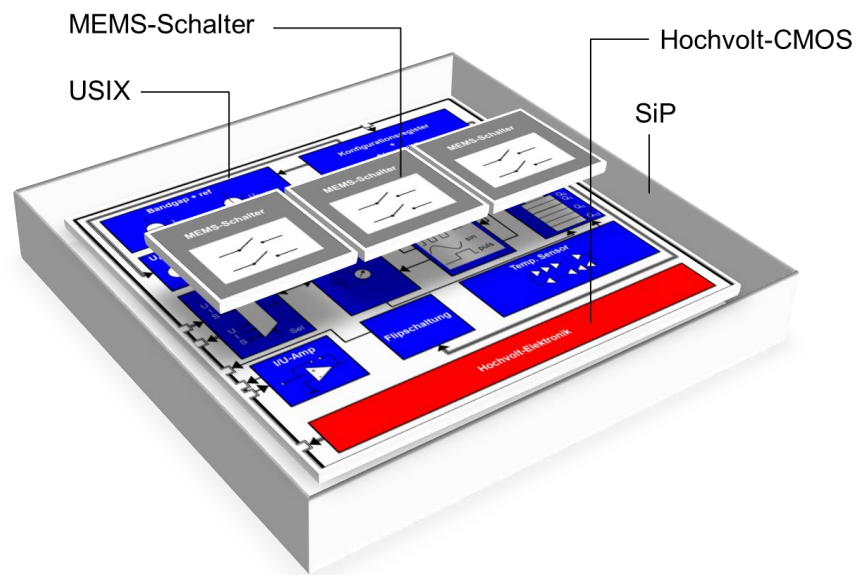
	U_{dd} : 3,3 V	U_{ref} : 1,65 V	U_{PLL} : 4 MHz 3,3 V Rechteck	I_{ref} : 50 μ A	Schaltdauer
CMOS-MUX	Brücke: 1,81 V Ausgang: 10,89 mV	Brücke: 1,12 V Ausgang: 6,72 mV	4 MHz Rechteck entspr. U_{dd}	Brücke: 125 mV	ca. 0,5 μ s
MEMS-MUX	Brücke: 3,29 V Ausgang: 19,76 mV	Brücke: 1,647 V Ausgang: 9,88 mV	4 MHz Rechteck entspr. U_{dd}	Brücke: 125 mV Überspr.: 4 MHz 1,56 mV	ca. 700 μ S

Tabelle 7-1

Vergleich der Simulationsergebnisse von CMOS- und MEMS-Schaltern

7.5 Überblick der Neuerung des kombinierten Konzepts

Ein kombiniertes System, in welchem das universelle Sensorinterface an entscheidenden Stellen die Vorteile der DC-MEMS-Schalter nutzt, kann die Qualität bestimmter Eigenschaften gegenüber einer reinen System-on-Chip Lösung nochmals deutlich steigern. Hierzu gehören in erster Linie der Energiesparmodus, der das System nahezu vollständig abschaltet, sowie analoge Spannungsausgänge mit erheblich verbesserten Quelleigenschaften. Die Recherche zum Stand der Technik (Kapitel 2) zeigt kein bislang bekanntes System, das auf ähnliche Weise MEMS-Strukturen mit integrierter Sensorelektronik innovativ vereint. Aufgrund der für die Ansteuerung der Schalter notwendigen Ladungspumpe würde sich der Bedarf an Chip-Fläche um etwa 0,8 mm² erhöhen. Durch Einbeziehung der DC-MEMS-Schalter würde zwar die Anzahl an Komponenten ansteigen und mehr als nur ein einzelnes ICs umfassen, in einer System-in-Package Integration ließe sich das Gesamtsystem aber weiterhin als einzelnes Bauelement handhaben (Abbildung 7-9).



*Abbildung 7-9
Prinzipielle Darstellung der Integration des universellen Interface-ICs mit Hochvolt-Elektronik und MEMS-Schaltern in ein System in Package (SiP)*

8. Zusammenfassung und Resultate

8.1 Resümee

In der vorliegenden Forschungsarbeit wurde zunächst ein Überblick über die verfügbare rekonfigurierbare Sensorelektronik gegeben und auf diesem Gebiet der aktuelle Stand wissenschaftlicher Forschungsergebnisse erörtert. Dem bei dieser Recherche konsolidierten Bedarf nach einer universellen Sensorelektronik in Form eines einzigen Bauteils wurde Rechnung getragen, indem die diversen Anforderungen an ein integriertes Schnittstellen-System diskutiert wurden. Auf dieser Grundlage konnten verschiedene Messmethoden dargelegt werden. Einige waren bereits bekannt, andere wurden eigens für diese Aufgabenstellung erdacht. Für die angestrebte Integration in ein eigenes sensorelektronisches Bauteil wurden Zellen entwickelt, welche die definierten Erfordernisse schaltungstechnisch umsetzen und mit weiteren Mechanismen kombinieren. So können störende Einflüsse kompensiert oder zusätzliche Elemente angesteuert werden. Als Ergebnis der Forschungstätigkeiten wurde das universelle und dynamisch rekonfigurierbare Sensor-Interface in Form eines ersten Prototyps vorgestellt. Um die Funktion der hergestellten Muster überprüfen zu können, wurde eigens zu diesem Zweck eine Testplatine entworfen, mit der das Interface charakterisiert wurde. Mit deren Hilfe konnten als Anwendungen zwei intelligente Systeme realisiert werden, in denen das universelle Interface nicht nur als Schnittstelle zur Konditionierung der Signale mehrerer verschiedener Sensoren dient, sondern außerdem beide Systeme mit Self-x Eigenschaften ausstattet. Zur Verbesserung und Vervollständigung wurde über die Zielsetzung hinaus schließlich noch der Einsatz von DC-MEMS-Schaltern als Bestandteil der Sensor-Schnittstelle untersucht und abschließend vorbereitet.

8.2 Ergebnisse

Das hauptsächliche Resultat dieser Arbeit ist ein funktions- und anwendungserprobtes universelles und dynamisch rekonfigurierbares Interface in Form eines einzigen integrierten Bausteins. Es unterstützt ein breites Spektrum unterschiedlichster Sensoren mit korrespondierender Sensorelektronik. Dadurch wird es dem Ziel gerecht, als Schnittstelle zwischen unterschiedlichen Typen von Sensoren und der digitalen Signalverarbeitung zu dienen. Es erfüllt den Anspruch der dynamischen Rekonfigurierbarkeit und enthält die Möglichkeit, passive Elemente durch aktive Anregung eigenständig auszulesen. Wie vorgesehen, sind für den Betrieb keine externen Bauelemente erforderlich, welche aber bei Bedarf zur funktionalen Erweiterung ergänzt werden können. Der Forderung nach

Verlustleistungseffizienz wird das Interface durch den implementierten Energiesparmodus gerecht, der aber, wie in Kapitel 5.3.9 erläutert, zusätzlich optimierbar ist. Über die Zielsetzung hinaus enthält das USIX-IC zusätzliche, neue Sensorkonzepte. Ein Vergleich verschiedener Eigenschaften mit einigen der in Kapitel 2 erläuterten kommerziell verfügbaren ICs ist in Abbildung 8-1 visualisiert. Details zu den einzelnen Messbereichen finden sich in Anhang E. Das Interface ist mit zahlreichen Self-x Fähigkeiten ausgestattet, die sowohl dem Chip selbst dienen als auch auf das ihn umgebende System ausgeweitet werden können. Die wichtigsten Charakteristiken in diesem Zusammenhang sind die Selbstüberwachung, -kalibrierung und -reparatur. Sie umfassen im Wesentlichen die folgenden Punkte, wobei weitere applikationsspezifische Fähigkeiten denkbar und möglich sind:

Self-monitoring:

- Temperatur des Chips
- Temperatur der Sensoren
- Leistungsaufnahme und Versorgung der Sensoren
- Alterung der Transistoren
- Messbereich

Self-calibrating:

- Offset-Spannung
- Temperatur der Sensoren
- Strom- und Spannungsversorgung der Sensoren
- Messbereich

Self-repairing:

- AMR-Sensor (Flip-Strom)
- MEMS-Schalter (Wärme-Aktuator mit Flip-Strom)

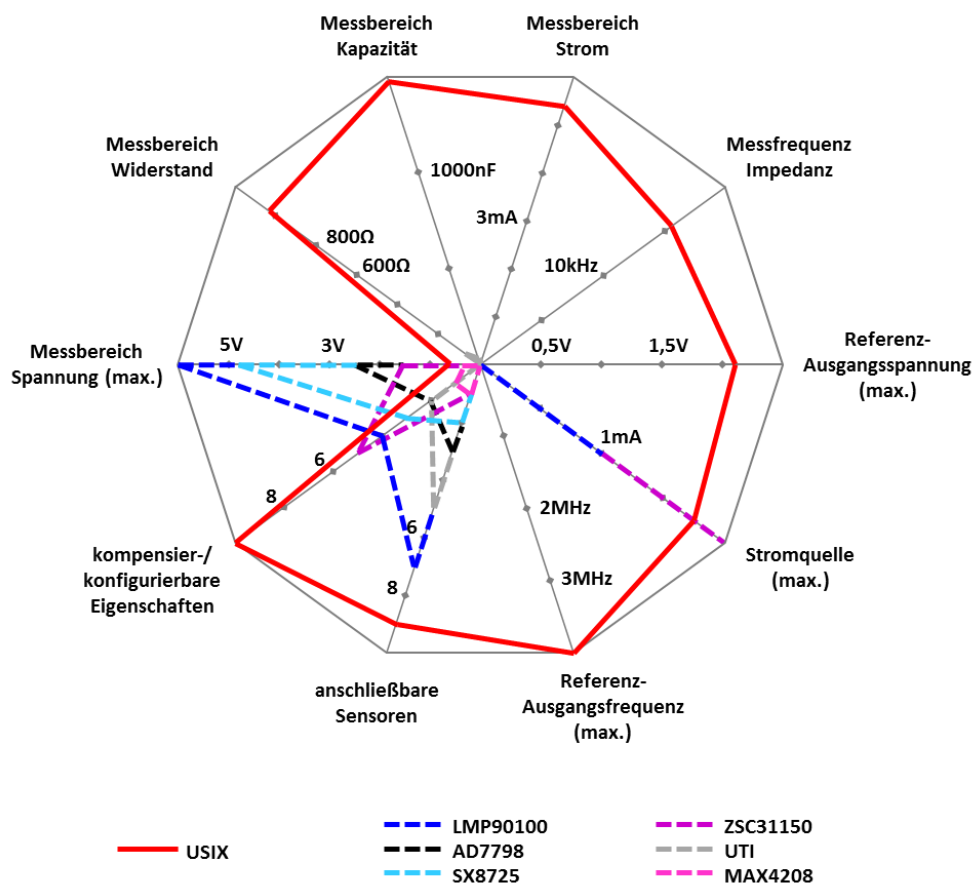


Abbildung 8-1
 Vergleich der relevantesten Eigenschaften des USIX-Chips mit kommerziell verfügbarer Sensorelektronik

8.3 Neuheit und Ausblick

Nachfolgend werden die erzielten Neuerungen aufgeführt, von denen einzelne Aspekte bereits in Publikationen in Zusammenhang mit dieser Arbeit vorveröffentlicht wurden. Die genannten Eigenschaften sind bisher noch nie mit Hilfe eines einzelnen Chips realisiert worden.

Im Gegensatz zu verfügbaren Interface-ICs, welche sich in der Regel nur für einen Sensortyp eignen, meistens resistive oder kapazitive Sensoren, besitzt das vorgestellte Interface die Fähigkeit zum Auslesen kapazitiver, resistiver und induktiver Sensoren und beinhaltet Messeingängen für Strom, Spannung und Impedanz. Lediglich das Smartec UTI erlaubt sowohl das Auslesen resistiver als auch kapazitiver Sensoren. Als zweite

Neuerung bietet das USIX-IC eine dynamisch rekonfigurierbare Versorgung für Sensoren und Sensorbrücken in Form einer programmierbaren Referenzspannung, Referenzströmen und Frequenz. Ebenso besitzt es unabhängige, sequentiell selektierbare Eingangskanäle für alle zuvor genannten Sensortypen, wodurch bis zu neun externe Sensoren anschließbar sind. Ein Großteil der Signalkonditionierung erfolgt anhand eines Instrumentierungsverstärkers, der auf einem neuartigen Konzept beruht [62], genau wie auch die Methode zur Messung der Chip-Temperatur [76]. Weiterhin ist die implizite Erfassung der Messbrücken-Temperatur ohne zusätzlichen Sensor möglich, wie auch die Kompensation des Temperatureinflusses auf die Brücke [79]. Für die Kapazitätsmessung wird eine offsetkompensierte Methode eingesetzt, welcher die Messkapazität selbst als Offset-Speicher dient [60]. Speziell zur Verwendung mit AMR-Sensoren enthält die Schnittstelle eine Schaltung zur integrierten Erzeugung von Flip-Strompulsen [81]. Durch die interne Generierung unabhängiger wechselförmiger Referenzgrößen [70] ist die Grundlage zu einer vereinfachten diskreten Impedanzspektroskopie gegeben. Auch die Erzeugung bereits erwähnter einstellbarer Referenzspannungen und -ströme beruht auf einem neuen Schaltungskonzept. Zusätzlich zu diesen Neuheiten kombiniert die universelle Schnittstelle zusätzliche, separat bereits bekannte Eigenschaften wie Offset-Kompensation und-Rekonfiguration, interne Temperaturkompensation des analogen Signals, Erfassung der Chip-Alterung, wahlweise analoger oder digitaler Ausgang, Ruhemodus für Chip und Sensorik (Low-Power), einstellbare Verstärkung sowie den Betrieb ohne externe Bauteile. Über den integrierten Baustein hinaus wurde in dieser Arbeit eine Testplattform zum schnellen Aufbau experimenteller Prototypen entwickelt und eine Erweiterung des Interface-Konzepts durch Einbeziehung von DC-MEMS-Schaltern erforscht.

Zusammenfassend stellt das USIX-IC einen ersten Schritt zu industrieakzeptierter Self-x Sensorelektronik dar. Im Rahmen einer zukünftigen Version kann das Interface weiterentwickelt werden, indem die Erzeugung von sinusförmigen Signalen ermöglicht wird, entweder durch Optimierung der vorhandenen Schaltungsstruktur des Prototypen oder durch Integration eines separaten Sinus-Oszillators mit einstellbarer Frequenz. Hierdurch könnte die Fähigkeit der Impedanzmessung weiter ausgebaut werden, sodass eine genauere und erweiterte Spektroskopie denkbar wäre. Außerdem ließe sich die Verlustleistung im Ruhezustand zusätzlich reduzieren. Durch Realisierung der beschriebenen Kombination mit Hochvolt- und MEMS-Technologie innerhalb eines SiPs ließen sich bestimmte Eigenschaften qualitativ verbessern. Weitere Kanäle beziehungsweise parallele Strukturen könnten die Anzahl der anschließbaren Sensoren nochmals erhöhen oder aber paralleles statt sequentielles Auslesen ermöglichen. Potentielle Anwendungen umfassen nicht nur weitere intelligente Multi-Sensor-Systeme mit Self-x Eigenschaften; auch eine Realisierung des USIX-Konzepts als Zelle in einem größeren System-on-Chip mit erweiterter Funktionalität ist denkbar.

9. Quellen und Verzeichnisse

9.1 Literaturverzeichnis

- [1] EECS Department, University of California, Berkeley, „Cyber Physical Systems: Design Challenges,“ *Technical Report No. UCB/EECS-2008-8*, 23 Januar 2008.
- [2] VDI/VDE Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik, „Cyber-Physical Systems: Chancen und Nutzen aus Sicht der Automation,“ *Thesen und Handlungsfelder*, April 2013.
- [3] K. Ashton, „That 'Internet of Things' Thing,“ *RFID Journal*, 22 Juni 2009.
- [4] K. Iswandy und A. König, „Methodology, Algorithms, and Emerging Tool for Automated Design of Intelligent Integrated Multi-Sensor Systems,“ *Algorithms*, Vol. 2, pp. 1368-1409, 2009.
- [5] VDE, „Organic Computing - Computer- und Systemarchitektur im Jahr 2010,“ *VDE/ITG/GI-Positionspapier*, 2005.
- [6] S. K. Lakshmanan, Towards Dynamically Reconfigurable Mixed-Signal Electronics for Embedded and Intelligent Sensor Systems, A. König, Hrsg., Kaiserslautern: Technische Universität Kaiserslautern, 2008.
- [7] P. Tawdross, Bio-Inspired Circuit Sizing and Trimming Methods for Dynamically Reconfigurable Sensor Electronics in Industrial Embedded Systems, A. König, Hrsg., Kaiserslautern: Technische Universität Kaiserslautern, 2007.
- [8] M. A. Johar, Exploration and Design of DC MEMS Switches for Integrated Self-x Sensory Systems, A. König, Hrsg., Kaiserslautern: Technische Universität Kaiserslautern, 2014 (Druck in Vorbereitung).
- [9] NAMUR, „Prozess-Sensoren 2015+,“ 2009.
- [10] International Technology Roadmap for Semiconductors, „2012 Update Overview,“ 2012.
- [11] Missing Link Electronics GmbH, „Integrated ADC for Altera Cyclone-IV Devices,“ *Technical Brief 20110419*, 2011.
- [12] Xilinx, „Zynq-7000 All Programmable SoC Overview,“ 2014.

- [13] Analog Devices, Inc., „AD8556 Digitally Programmable Sensor Signal Amplifier with EMI Filters,“ 2007.
- [14] Analog Devices, Inc., „AD8557 Digitally Programmable Sensor Signal Amplifier,“ 2011.
- [15] Analog Devices, Inc., „AD7792/AD7793 3-Channel, Low Noise, Low Power, 16-/24-Bit Σ - Δ ADC with On-Chip In-Amp And Reference,“ 2007.
- [16] Analog Devices, Inc., „AD7798/AD7799 3-Channel, Low Noise, Low Power, 16-/24-Bit Σ - Δ ADC with On-Chip In-Amp,“ 2007.
- [17] Analog Devices, Inc., „AD8250 10 MHz, 20 V/ μ s, G = 1, 2, 5, 10 iCMOS Programmable Gain Instrumentation Amplifier,“ 2010.
- [18] Texas Instruments, „INA333 Micro-Power (50 μ A), Zerø-Drift, Rail-to-Rail Out Instrumentation Amplifier,“ 2008.
- [19] Texas Instruments, „PGA280 Zerø-Drift, High-Voltage, Programmable Gain INSTRUMENTATION AMPLIFIER,“ 2012.
- [20] Texas Instruments, „PGA308 Single-Supply, Auto-Zero Sensor Amplifier with Programmable Gain and Offset,“ 2013.
- [21] Texas Instruments, „LMP90100 LMP90100/LMP90099/LMP90098/LMP90097 Sensor AFE System: Multi-Channel, Low Power 24-Bit Sensor AFE with True Continuous Background Calibration,“ 2013.
- [22] Maxim Integrated Products, Inc., „MAX4208/MAX4209 Ultra-Low Offset/Drift, Precision Instrumentation Amplifiers with REF Buffer,“ 2009.
- [23] Semtech Corp., „SX8725 ZoomingADC™ for Pressure and Temperature Sensing,“ 2009.
- [24] Melexis Microelectronic Systems, „MLX90308 Programmable Sensor Interface,“ 2004.
- [25] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC/ZCS Selection Guide,“ 2013.
- [26] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3122 cLite™ Low Voltage Capacitive Sensor Signal Conditioner,“ 2013.
- [27] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3123 cLite™ Capacitive Sensor Signal Conditioner,“ 2012.
- [28] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSC31010 RBicdLite™ Analog Output Sensor Signal Conditioner,“ 2012.
- [29] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSC31015 RBicdLite™ Analog Output

- Sensor Signal Conditioner with Diagnostic Features," 2012.
- [30] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSC31150 Fast Automotive Sensor Signal Conditioner," 2012.
- [31] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3015 RBicdLite™ Sensor Signal Conditioner with Diagnostics," 2013.
- [32] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3131 Sensor Signal Conditioner for Cost-Optimized Switch Applications," 2013.
- [33] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3135 Sensor Signal Conditioner for Piezoresistive Bridge Sensors," 2013.
- [34] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3136 Sensor Signal Conditioner for Safety Switch Applications," 2013.
- [35] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3138 Sensor Signal Conditioner for Ceramic Sensor Applications," 2013.
- [36] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3154 Automotive Sensor Signal Conditioner with Dual Analog Output," 2012.
- [37] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSC31014 RBicdLite™ Digital Output Sensor Signal Conditioner," 2013.
- [38] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3016 Low Power, High Resolution 16-Bit Sensor Signal Conditioner," 2011.
- [39] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3026 Low Power, High Resolution 16-Bit Sensor Signal Conditioner," 2012.
- [40] Zentrum Mikroelektronik Dresden AG, „ZSSC3170 Automotive Sensor Signal Conditioner with LIN & PWM Interface," 2013.
- [41] iC-Haus GmbH, „iC-HO General Purpose Sensor Interface," *Webflyer*, 2013.
- [42] iC-Haus GmbH, „iC-HO General Purpose Sensor Interface," *Preliminary Data Sheet*, 2014.
- [43] iC-Haus GmbH, „iC-TW3 Sensor Signal Conditioner with Temperature Compensation and Line Driver," 2009.
- [44] acam-messelectronic gmbh, „PSØ8 Single-chip Solution for Weight Scales," 2008.
- [45] acam-messelectronic gmbh, „PSØ81 Single-chip Solution for Strain Gauges," 2012.
- [46] acam-messelectronic gmbh, „PSØ9 Single-chip Solution for Strain Gauges," 2011.

- [47] acam-messelectronic gmbh, „PSØ21 Digital Amplifier for Strain Gages,“ 2006.
- [48] acam-messelectronic gmbh, „PcapØ1Ax-0301 Single-chip Solution for Capacitance Measurement,“ 2011.
- [49] acam-messelectronic gmbh, „PcapØ2A Single-chip Solution for Capacitance Measurement Volume 1: General Data and Front-End Description,“ 2013.
- [50] Smartec BV, „Universal Transducer Interface (UTI),“ 2010.
- [51] Analog Devices, Inc., „AD8231 Zero Drift, Digitally Programmable Instrumentation Amplifier,“ 2011.
- [52] Analog Devices, Inc., „AD8251 10 MHz, 20 V/ μ s, G = 1, 2, 4, 8 iCMOS Programmable Gain Instrumentation Amplifier,“ 2010.
- [53] Analog Devices, Inc., „AD8253 10 MHz, 20 V/ μ s, G = 1, 10, 100, 1000 iCMOS Programmable Gain Instrumentation Amplifier,“ 2008.
- [54] J. Xi, C. Yang, A. Mason und P. Zhong, „Adaptive Multi-Sensor Interface System-on-Chip,“ *5th IEEE Conference on Sensors*, 22-25 Oktober 2006.
- [55] C. Yang, A. Mason, J. Xi und P. Zhong, „Configurable Hardware-Efficient Interface Circuit for Multi-Sensor Microsystems,“ *5th IEEE Conference on Sensors*, 22-25 Oktober 2006.
- [56] E. Mackensen und C. Müller, „Implementation of Reconfigurable Micro-Sensor Interfaces Utilizing FPAAs,“ *2005 IEEE Sensors*, 2005.
- [57] Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, „QuantumXMX440A“.
- [58] DeweSoft GmbH, „SIRIUS Brochure 2012,“ 2012.
- [59] Analog Devices, Inc., „AD5933 1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer,“ 2011.
- [60] R. Freier und A. König, „Selbstkompensierende Kapazitätsmessung mittels eines einfachen OPVs für eine universelle Sensorschnittstelle,“ *Tagungsband XXVIII. Messtechnisches Symposium*, pp. 149-156, 2014.
- [61] S. Braun, „Entwurf und Implementierung eines rekonfigurierbaren Präzisions-Instrumentierungsverstärkers,“ *Studienarbeit, Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme, TU Kaiserslautern, Betreuer: R. Freier, A. König*, 2012.
- [62] R. Freier, S. Braun und A. König, „Reconfigurable Precision Instrumentation Amplifier for Universal Sensor Interface,“ *Proceedings of Sensors and Measuring Systems 2014; 17. ITG/GMA Symposium*, pp. 1-5, 2014.
- [63] J. F. Witte, K. A. A. Makinwa und J. H. Huijsing, Dynamic Offset Compensated

- CMOS Amplifiers, Boston Dordrecht London: Springer-Verlag, 2009.
- [64] R. J. Baker, CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2008, pp. 761 ff., 544 f., 553 ff..
- [65] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm, Halbleiter-Schaltungstechnik, Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2010, p. 908 ff..
- [66] D. Groben, „Design of a Bandgap Voltage Reference,“ *Semesterprojekt im Fach TESYS, Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme, TU Kaiserslautern, Betreuer: R. Freier, A. König*, 2012.
- [67] A. E. Buck, C. L. McDonald, S. H. Lewis und T. R. Viswanathan, „A CMOS bandgap reference without resistors,“ *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 81-83, Januar 2002.
- [68] V. Acharya und B. Bhaskar, „A supply insensitive resistor-less bandgap reference with buffered output,“ *IEEE Dallas Circuits and Systems Workshop (DCAS)*, pp. 1-4, Oktober 2010.
- [69] H. M. Abd, „Design, Implementation and Verification of an Integrated Adjustable Phase-Locked Loop with Independent Frequency Outputs,“ *Masterarbeit, Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme, TU Kaiserslautern, Betreuer: R. Freier, A. König*, 2012.
- [70] R. Freier, H. M. Abd und A. König, „Adjustable Phase-Locked Loop with Independent Frequency Outputs,“ *10th IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE2012)*, pp. 517-521, 2012.
- [71] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits, McGraw-Hill, 2001, p. 514.
- [72] Texas Instruments, „LM134/LM234/LM334 3-Terminal Adjustable Current Sources,“ 2013.
- [73] Texas Instruments, „LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A Precision Temperature Sensors,“ 2013.
- [74] K. Chan-Kyung, K. Bai-Sun, L. Chil-Gee und J. Young-Hyun, „CMOS Temperature Sensor with Ring Oscillator for Mobile DRAM Self-refresh Control,“ *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 3094-3097, Mai 2008.
- [75] S. A. Bota, M. Rosales, J. L. Rosselló und J. Segura, „Smart Temperature Sensor for Thermal Testing of Cell-Based ICs,“ *Proceedings Design, Automation and Test in Europe*, p. 464, März 2005.

- [76] R. Freier, S. Braun und A. König, „Digital Asynchronous On-Chip Temperature Measurement Using a Buffer Ring,“ *9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD)*, pp. 1-5, 2012.
- [77] T. Iizuka, T. Nakura und K. Asada, „Buffer-Ring-Based All-Digital On-Chip Monitor for PMOS and NMOS Process Variability and Aging Effects,“ *IEEE 13th International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems*, pp. 167-172, April 2010.
- [78] D. Groben, „Design of an On-Chip Temperature Sensor Using a CMOS Only Buffer Ring and its Delay Behavior,“ *Semesterprojekt im Fach HEIS, Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme, TU Kaiserslautern, Betreuer: R. Freier, A. König*, 2013.
- [79] M. A. Johar, R. Freier und A. König, „Adding Self-x Capabilities to AMR Sensors as a First Step Towards Dependable Embedded Systems,“ *Proceedings of the Ninth Workshop on Intelligent Solutions in Embedded Systems (WISES)*, pp. 41-46, 2011.
- [80] Sensitec GmbH, „AFF755B MagnetoResistive Field Sensor,“ 2011.
- [81] K. Lutz, R. Freier und A. König, „Studie zur Optimierung des Verlustleistungsbedarfs autonomer, drahtloser, integrierter Sensornetzwerke durch Erweiterung des Ruhemodus auf die Sensorik,“ *Tagungsband XXIV. Messtechnisches Symposium*, pp. 135-144, 2010.
- [82] A. K. M. N. Alam, „Design, implementation and validation of an integrated high-resolution Delta-Sigma analog to digital converter for sensor interface applications,“ *Masterarbeit, Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme, TU Kaiserslautern, Betreuer: R. Freier, A. König*, 2012.
- [83] A. König, „Prozessintegriertes autonomes Überwachungssystem für die Verfahrenstechnik auf Basis vernetzter, multifunktionaler MST-Funksensoren, "PAC4PT", Teilvorhaben: Ressourcen-effiziente, robuste Sensor- und Funksignalverarbeitung für autonome vernetzte Systeme,“ *Techn. Univ., Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme; Technische Informationsbibliothek u. Universitätsbibliothek, Kaiserslautern*, 2013.
- [84] A. König, A. Kammara, D. Groben und K. Thongpull, „Dynamically Reconfigurable Integrated Sensor Electronics for Magnetic Localisation of Distributed Autonomous Sensor Nodes,“ *AMA Conferences 2013, Proceedings SENSOR 2013*, pp. 334 - 339, Mai 2013.
- [85] A. C. Kammara und A. König, „Advanced Methods for 3D Magnetic Localization in Industrial Process Distributed Data-Logging with a Sparse Distance Matrix,“ in *Soft Computing in Industrial Applications*, Springer International Publishing, 2014, pp. 3-13.

- [86] A. König, „Color Sensors in a Lab-on-Spoon System for Home-Based Food Quality and Safety Monitoring,“ in *Vortrag, JENCOLOR ZEISS SpectroNet Collaboration Forum 2014*, Jena, 2014.
- [87] A. König, „Advances of the multi-sensor intelligent integrated Lab-on-Spoon system for home-based food processing, analysis, and safety,“ in *Vortrag, 6. International Workshop on Novel Developments and Applications in Sensor and Actuator Technology*, Coburg, 2014.
- [88] A. König, „Lab-on-Spoon - Multi-Sensorial 3D-integrated Measurement System for Smart-Kitchen and AAL Applications,“ Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme, [Online]. Available: http://www.eit.uni-kl.de/koenig/gemeinsame_seiten/projects/LabonSpoon.html. [Zugriff am 31 August 2014].
- [89] MAZeT GmbH, „Data Sheet MRGBiCS Integral RGB Sensor - LCC8,“ 2013.
- [90] A. König, E. Michael und R. Wenzel, „QuickCog - Cognitive Systems Design Environment,“ Lehrstuhl Integrierte Sensorsysteme, [Online]. Available: http://www.eit.uni-kl.de/koenig/gemeinsame_seiten/projects/QuickCog.html. [Zugriff am 10 Oktober 2014].
- [91] Radant MEMS Inc., „2014 RF MEMS Switches and Product Catalog,“ 2014.

9.2 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1-1 Methodik zum Entwurf intelligenter Sensorsysteme [4]	13
Abbildung 1-2 Implementierung von Self-x Eigenschaften in Sensorsystemen [7]	13
Abbildung 2-1 Blockdiagramm des AD8250 beispielhaft für die programmierbaren Instrumentierungsverstärker von Analog Devices [17]	17
Abbildung 2-2 Aufbau des Analog-Digital-Wandlers AD7798/AD7799 [16]	18
Abbildung 2-3 Aufbau des Verstärkers PGA308 von Texas Instruments [20]	19
Abbildung 2-4 Blockdarstellung des LMP90xxx Sensor AFE Systems von Texas Instruments [21]	19
Abbildung 2-5 Funktionaler Aufbau des Maxim MAX4208 [22]	20
Abbildung 2-6 Darstellung der Sensorschnittstelle SX8725 von Semtech [23]	21
Abbildung 2-7 Blockdiagramm des MLX90308 von Melexis [24]	22
Abbildung 2-8 Blockdiagramm des ZSC31010, stellvertretend für die Serie ZSSC/ZSC von ZMDI [28]	23
Abbildung 2-9 Schematische Darstellung des Sensorsignalkonditionierers iC-HO [41]	24
Abbildung 2-10 Blockdiagramm des acam PSØ81 [45]	25
Abbildung 2-11 Das Universal Transducer Interface (UTI) der Firma Smartec als Blockdiagramm [50]	26
Abbildung 2-12 Multi-Sensor-Interface der Michigan State University [55]	33
Abbildung 2-13 Blockdiagramm der UPSI-Platine [56]	34
Abbildung 2-14 Operationsverstärker des FPMA2 mit einzeln programmierbaren Bauelementen [6]	35
Abbildung 2-15 Rekonfigurierbarer Instrumentierungsverstärker des FPMA2 [6]	35
Abbildung 2-16 Blockschaltbild des HBM QuantumX MX440A [57]	36
Abbildung 2-17 Prinzip des erweiterten Messbereichs beim DEWESoft Sirius durch Verwendung von zwei ADCs pro Kanal [58]	37
Abbildung 3-1 Auslesen von Spannung mittels eines Differenzverstärkers	40
Abbildung 3-2 Messung von Strom anhand eines Differenzverstärkers mit Shunt	40
Abbildung 3-3 Widerstandsmessung mit Referenzstrom und Differenzverstärker	40
Abbildung 3-4 Impedanzmessung durch Anregung mit einer Wechselspannung und Messen des Stroms über einen Widerstand	42
Abbildung 3-5 Impedanzmessung mittels eines Transimpedanzverstärkers	42
Abbildung 3-6 Speichern der Offsetspannung auf dem Messelement in Phase 1 der Kapazitätsmessung	44
Abbildung 3-7 Kompensierte Kapazitätsmessung in Phase 2	44

Abbildung 3-8 Realisierung des Prinzips der selbstkompensierenden Kapazitätsmessung auf Schaltplan-Niveau	45
Abbildung 3-9 Konventioneller Aufbau eines Instrumentierungsverstärkers aus drei Operationsverstärkern	47
Abbildung 3-10 Prinzip des Hauptverstärkers mit Indirect-Current-Feedback Topologie	48
Abbildung 3-11 Schaltplan des Hauptverstärkers mit drittem Differenzeingang zur Offset-Kompensation	50
Abbildung 3-12 Instrumentierungsverstärker mit Offsetkompensation durch zwei Auto-Zero Verstärker	51
Abbildung 3-13 Schematische Darstellung des gesamten Instrumentierungsverstärkers mit Schaltung zur Erzeugung verstellbarer Gleichtaktausgangsspannungen	53
Abbildung 3-14 Nominale Simulation der Offsetspannung von $1,6 \mu\text{V}$. Die Spannungsspitzen bei der Auto-Zero-Frequenz resultieren aus den Umschaltvorgängen zwischen den beiden Kompensationsverstärkern	54
Abbildung 3-15 Layout des Instrumentierungsverstärkers in $0,35 \mu\text{m}$ CMOS Technologie mit angepasster Dimensionierung des Widerstandsnetzwerks (oben links), die Fläche beträgt ca. $0,42 \text{ mm}^2$. Die einzelnen Verstärkerschaltungen sind zur Optimierung des Layout-Matchings ineinander verschachtelt (schwarze Markierung)	55
Abbildung 3-16 Bandgap-Referenzspannungsquelle nach [64]	56
Abbildung 3-17 Erweiterte versorgungsunempfindliche und widerstandslose Bandgap-Referenzspannungsquelle mit Energiesparmodus	58
Abbildung 3-18 Generierung verschiedener temperaturunabhängiger Referenzströme mit Hilfe der Bandgap-Ausgangsspannung	60
Abbildung 3-19 Layout der Bandgap-Referenzspannungsquelle (linke Seite, $153 \mu\text{m} \times 149 \mu\text{m}$) mit Schaltung zur Erzeugung von zwei skalierbaren Ausgangsströmen (rechte Seite, $186 \mu\text{m} \times 150 \mu\text{m}$)	60
Abbildung 3-20 Funktionaler Aufbau der für das Sensorinterface entwickelten PLL	63
Abbildung 3-21 Differentielle Stufe des Ringoszillators mit Replica-Schaltung [69], welche im Zieldesign entfernt und durch eine Diodenverbindung von T1 ersetzt wurde	64
Abbildung 3-22 Phasendetektor aus D-Flipflops mit angeschlossener Ladungspumpe	64
Abbildung 3-23 Gm-C Tiefpassfilter zweiter Ordnung	66
Abbildung 3-24 Schaltung zur Erzeugung eines aperiodischen Spannungspulses	66
Abbildung 3-25 Simulation der drei PLL-Ausgänge für eine $15,625 \text{ kHz}$ Rechteckspannung, eine 125 kHz sinusförmige Spannung und einen $8 \mu\text{s}$ Spannungspuls	67
Abbildung 3-26 Vollständiges Layout der Phase-Locked Loop einschließlich Filterschaltungen mit der Fläche $956 \mu\text{m} \times 1041 \mu\text{m}$	68

Abbildung 3-27 Darstellung der Verzögerung in CMOS-Buffern von steigenden Flanken (links) und fallenden Flanken (rechts)	70
Abbildung 3-28 Grundsätzliches Verfahren zur Bestimmung der Chip-Temperatur mittels eines Buffer-Rings	70
Abbildung 3-29 Erste Implementierung eines Buffers mit zusätzlichem temperaturabhängigem Element in SOI-CMOS Technologie. Die Anstiegszeit wird durch einen Transistor eingestellt, der den Strom im ersten Inverter durch den Widerstand temperaturabhängig begrenzt	71
Abbildung 3-30 Standard-CMOS-Buffer des Buffer-Rings, die Transistorweiten betragen 9 μm für PMOS und 3,6 μm für NMOS Transistoren, die Kanallängen je 0,7 μm	72
Abbildung 3-31 CMOS-Buffer mit erhöhter Verzögerungszeit, die Transistorweiten betragen 6 μm für PMOS und 4 μm für NMOS Transistoren, die Kanallängen je 0,6 μm	72
Abbildung 3-32 Blockdiagramm des Temperatursensors mit asynchronem Zähler am Ausgang	73
Abbildung 3-33 Ausgang des Zähler-Wertes aufgetragen über die Temperatur einer Corner-Analyse auf Schaltplanebene für die Parameter „typical mean“ (tm), „worst case one“ (wo), „worst case power“ (wp), „worst case speed“ (ws) und „worst case zero“ (wz)	73
Abbildung 3-34 Lineare Regression des Sensorverhaltens für nominale Simulation	74
Abbildung 3-35 Layout des Temperatursensors (246 $\mu\text{m} \times 211 \mu\text{m}$). Im Bereich der Mitte oben befindet sich die Logik, links und rechts davon die Buffer mit erhöhter Verzögerung. Der Bereich darunter beinhaltet die Standard-CMOS-Buffer	75
Abbildung 3-36 Realisierung des asynchronen 12 Bit Zählers für die Temperatur- und Kapazitätsmessung	75
Abbildung 3-37 Implizite Temperaturmessung und Messen der Ausgangsspannung in zwei Phasen	77
Abbildung 3-38 Bestimmung der Brückentemperatur mittels einer PTAT-Stromquelle	77
Abbildung 3-39 Temperaturkompensation am Beispiel eines AMR-Sensors	79
Abbildung 3-40 Versuchsanordnung zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit des AMR-Sensors AFF755	79
Abbildung 3-41 Schaltbild der integrierten Flip-Schaltung mit Ansteuerlogik	81
Abbildung 3-42 Simulation der Flip-Schaltung an 6,6 Ω für alle Ansteuerkombinationen, der Ausgangsstrom weist einen Betrag von ca. 170 mA auf	81
Abbildung 3-43 Layout der Flip-Schaltung mit einem Flächenbedarf von 119 $\mu\text{m} \times 88 \mu\text{m}$	82

Abbildung 4-1 Schematische Veranschaulichung der mit dem Instrumentierungsverstärker messbaren Ein-/Ausgänge. Die Kanäle 2 und 3 wurden im Bild vereinfacht und gleichen der gezeigten Darstellung von Kanal 1	85
Abbildung 4-2 Vereinfachend dargestelltes Blockschaltbild der Architektur des universellen Self-x Sensor-Interfaces USIX	88
Abbildung 4-3 Schaltplan des universellen Self-x Sensor-Interfaces, erstellt mit Virtuoso Schematic Editor von Cadence Design Systems	90
Abbildung 4-4 Chip-Entwurf des universellen und dynamisch rekonfigurierbaren Sensor-Interfaces USIX	91
Abbildung 4-5 Signalmuster der Post-Layout-Simulation am Eingang des Instrumentierungsverstärkers hinter dem Eingangsmultiplexer (unten) und analoges Ausgangssignal VOUTA (oben)	94
Abbildung 4-6 Digitalausgabe VOUTD und Flip-Strom-Erzeugung von IPFLIP nach PFLIP sowie Steuersignale im Signalmuster der Post-Layout-Simulation	94
Abbildung 4-7 Mikroskop-Aufnahme des USIX-Chips	95
Abbildung 4-8 Integration des universellen Sensor-Interface-ICs in ein 68-Pin CLCC-Gehäuse	96
Abbildung 5-1 Adapterplatine zum Test des Interface-ICs, aufgesteckt auf eine Mikrocontroller-Platine	98
Abbildung 5-2 Testplattform mit Steckbrett, Spannungsversorgung und Display	99
Abbildung 5-3 Beschreibung der Programmierung des Mikrocontrollers im Testsystem	100
Abbildung 5-4 Messung des analogen Chip-Ausgangs (orange) für das beschriebene Signalmuster und Power-Down-Signal (grün)	102
Abbildung 5-5 Temperaturtest von -25 °C bis 85 °C mit einem „Binder MK 53 Umwelt-Simulationsschrank“	106
Abbildung 5-6 Temperaturstabilität der Oszillatorfrequenz aus Tabelle 5-4	107
Abbildung 5-7 Fehlerhafte Ausgabe des Sinussignals an zwei verschiedenen Testchips, links gemessen mit einem „Agilent infiniium 54833D MSO“, rechts mit einem „Rigol DS1052E“	108
Abbildung 5-8 Grafische Darstellung der Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung aus Tabelle 5-6	110
Abbildung 5-9 Visualisierung der Messergebnisse aus Tabelle 5-11	115
Abbildung 5-10 Charakteristik der gemessenen Temperatursensoren mit linearer Regression	116
Abbildung 5-11 Spannungsverlauf der Flip-Schaltung in positiver und negativer Richtung an einem 500 Ω Widerstand	117
Abbildung 6-1 Magnetische Lokalisierung von Sensormodulen in industriellen Behältnissen	120

Abbildung 6-2 Experimenteller Demonstrator der magnetischen Lokalisierung für die Hannover Messe Industrie 2013	121
Abbildung 6-3 Das USIX 3D-AMR-Sensormodul mit Self-x Eigenschaften	123
Abbildung 6-4 Prinzip des USIX 3D-AMR-Sensormoduls	124
Abbildung 6-5 Ablaufdiagramm der im Mikrocontroller implementierten Steuersoftware für die magnetische Lokalisierungsanwendung	126
Abbildung 6-6 Grafische Ausgabe der Lokalisierungsergebnisse für vier verschiedene Positionen	128
Abbildung 6-7 Schematische Darstellung des USIX Lab-on-Spoon Front-Ends	129
Abbildung 6-8 Testaufbau des USIX Lab-on-Spoon Systems	130
Abbildung 6-9 Funktionsweise des USIX Lab-on-Spoon Systems mit Angabe der verwendeten Pin-Bezeichnungen	133
Abbildung 6-10 Im Mikrocontroller umgesetzte Ablaufsteuerung des Interface-ICs im Lab-on-Spoon System für 30 Messzyklen	134
Abbildung 6-11 Versuchsdurchführung der Flüssigkeitsanalyse mit USIX Lab-on-Spoon System	135
Abbildung 6-12 Klassifizierung verschiedener Flüssigkeiten anhand des Realteils der Impedanz-Information	136
Abbildung 6-13 Charakterisierung von Erfrischungsgetränken mittels ihrer Farbwerte	136
Abbildung 6-14 Speiseöle, klassifiziert anhand ihrer Farbinformation	137
Abbildung 7-1 Mikroskop-Aufnahme eines DC-MEMS-Schalters [8]	139
Abbildung 7-2 Elektrische Modellierung eines DC-MEMS-Schalters für den geöffneten und den geschlossenen Zustand [8]	139
Abbildung 7-3 Ladungspumpe der Dickson-Topologie mit 34 Stufen [64]	141
Abbildung 7-4 Einschaltverhalten der 17-stufigen Dickson-Ladungspumpe in der Post-Layout-Simulation	141
Abbildung 7-5 Layout der Ladungspumpe (0,8 mm ²) mit vergrößerter Darstellung zweier Stufen	142
Abbildung 7-6 Einsatz der DC-MEMS-Schalter in den Multiplexern der mess- und programmierbaren Ein- und Ausgänge des Interface-Systems anstelle analoger CMOS-Schalter	144
Abbildung 7-7 Simulation der Spannung über die modellierte AMR-Brückenschaltung (oben) und deren Ausgangsspannung (unten), die über zwei CMOS-Multiplexer mit verschiedenen Signalformen versorgt wird	145
Abbildung 7-8 Wiederholung der Simulation aus Abbildung 7-7 mit MEMS-Multiplexern	145

Abbildung 7-9 Prinzipielle Darstellung der Integration des universellen Interface-ICs mit Hochvolt-Elektronik und MEMS-Schaltern in ein System in Package (SiP)	147
Abbildung 8-1 Vergleich der relevantesten Eigenschaften des USIX-Chips mit kommerziell verfügbarer Sensorelektronik	150

9.3 Tabellenverzeichnis

Tabelle 2-1 Überblick über kommerziell verfügbare Sensor-Interface ICs mit Möglichkeit der Programmierung oder Rekonfigurierbarkeit	27
Tabelle 3-1 Spezifikationen aus der statistischen und Worst-Case Simulation des Instrumentierungsverstärkers mit konfigurierbarem Ausgangsbereich und einer Last von 500 Ω und 25 pF bei 3,3 V Versorgung	54
Tabelle 3-2 Zusammenfassung der Simulationsergebnisse des Temperatursensors	74
Tabelle 4-1 Pin-Belegung des universellen Sensor-Interface-ICs für ein 68-poliges Gehäuse	92
Tabelle 5-1 Offsetspannung bei verschiedenen Verstärkungen, berechnet in Bezug zum Verstärkungsfaktor 2	104
Tabelle 5-2 Vergleich von Simulations- und Messergebnissen der Eigenschaften des Instrumentierungsverstärkers	104
Tabelle 5-3 Vergleich der gemessenen Rechteckspannung der PLL mit den rechnerischen Werten, gemessen wurde mit einem „Agilent infiniium 54833D MSO“ Oszilloskop	105
Tabelle 5-4 Frequenz des Oszillators der PLL in Abhängigkeit der Temperatur bei Betrieb ohne Referenzoszillator	106
Tabelle 5-5 Messung des Konfigurationsbereichs der Referenzspannungen an drei Chip-Exemplaren bei Raumtemperatur	109
Tabelle 5-6 Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung für die nominale Einstellung von 1,65 V	110
Tabelle 5-7 Messung einiger beispielhaft ausgewählter Referenzstromgrößen über den gesamten Konfigurationsbereich	111
Tabelle 5-8 Messung an Testkondensatoren mit 2% und 5% Toleranz	112
Tabelle 5-9 Kalibrierung der Messergebnisse aus Tabelle 5-8	112
Tabelle 5-10 Messung der Induktivität zweier Drosseln anhand einer externen Sinusspannung	113
Tabelle 5-11 Ausgabe der Temperatursensoren zweier Testmuster über eine Spanne von 165 °C	115
Tabelle 5-12 Vergleich des linearisierten Verhaltens der gemessenen Temperatursensoren mit der nominalen Simulation	116
Tabelle 7-1 Vergleich der Simulationsergebnisse von CMOS- und MEMS-Schaltern	146

9.4 Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog-Digital-Wandler
AMR	Anisotroper magnetoresistiver Effekt
ASIC	Anwendungsspezifische integrierte Schaltung
CCS	Konstantstromquelle
CP	Ladungspumpe
CPPS	Cyber-Physical Production System
CPS	Cyber-Physical System
CTAT	Komplementär zur absoluten Temperatur
DAC	Digital-Analog-Wandler
DSP	Digitaler Signalprozessor
FFT	Schnelle Fourier-Transformation
FPAAs	Field Programmable Analog Array
IC	Integrierter Schaltkreis
IoT	Internet-of-Things
LPF	Schleifenfilter
OPV	Operationsverstärker
PFD	Phasendetektor
PLL	Phasenregelschleife/Phase-Locked Loop
PTAT	Proportional zur absoluten Temperatur
SiP	System in Package
tm	Typical Mean
USIX	Universelles Multi-Sensor-Interface für Self-x Systeme
UTI	Universal Transducer Interface (IC von Smartec)
VCO	Spannungsgesteuerter Oszillator
wo	Worst Case One
wp	Worst Case Power
ws	Worst Case Speed
wz	Worst Case Zero

Anhang A Registerbelegung und Konfiguration

Konfigurationsregister

Bit	Bezeichnung	Funktion
0 - 32	s1a1 - s3b6	Kanal S1 - S3
33 - 43	g1 - g100	Verstärkung InAmp
44 - 52	dc1.216 - dc2.1	DC-Pegel InAmp
53 - 61	vref1.216 - vref2.1	Referenzspannung
62 - 64	pll0 - pll2	PLL Rechteck
65 - 67	pllp0 - pllp2	PLL Puls
68 - 69	plls0 - plls1	PLL Sinus
70	oscint	Interner PLL-Oszillator
71	lpfint	Internes PLL-LPF
72 - 75	vplls61 - vpll125k	Sinus-Ausgang
76	vpllc	Rechteck-Ausgang
77	vpllp	Puls-Ausgang
78 - 133	bg<0> - bg<55>	Referenz-Ströme
134 - 136	is1blo - is3blo	Ausgangsströme niedrig

Kanal S1 – S3

Bit	Funktion	Bit	Funktion	Bit	Funktion
s1a1	VDD	s2a1	VDD	s3a1	VDD
s1a2	GND	s2a2	GND	s3a2	GND
s1a3	Vref	s2a3	Vref	s3a3	Vref
s1a4	Vpll	s2a4	Vpll	s3a4	Vpll
s1a5	C+	s2a5	C+	s3a5	C+
s1b1	VDD	s2b1	VDD	s3b1	VDD
s1b2	GND	s2b2	GND	s3b2	GND
s1b3	Vref	s2b3	Vref	s3b3	Vref
s1b4	Vpll	s2b4	Vpll	s3b4	Vpll
s1b5	C-	s2b5	C-	s3b5	C-
s1b6	- Iref1	s2b6	- Iref2	s3b6	- Iref3

Instrumentierungsverstärker

Bit	Funktion
g1 - g100	Einstellung der Verstärkung: Pin entspr. Wert=1, andere=0
dc1.216 - dc2.1	Einstellung der Gleichtaktausgangsspannung: Pin entspr. Wert=1, andere=0

Referenzspannung

Bit	Funktion
vref1.216 - vref2.1	Einstellung der Referenzspannung: Pin entspr. Wert=1, andere=0

Rechteckspannung

pll2	pll1	pll0	Frequenz [kHz]
0	0	0	4000
0	0	1	2000
0	1	0	1000
0	1	1	500
1	0	0	125
1	0	1	15,625
1	1	0	0,977
1	1	1	0,06

Pulsweite

pll2	pll1	pll0	Pulsweite [µs]
0	0	0	0,24
0	0	1	0,49
0	1	0	0,99
0	1	1	2
1	0	0	8
1	0	1	64
1	1	0	1024
1	1	1	16384

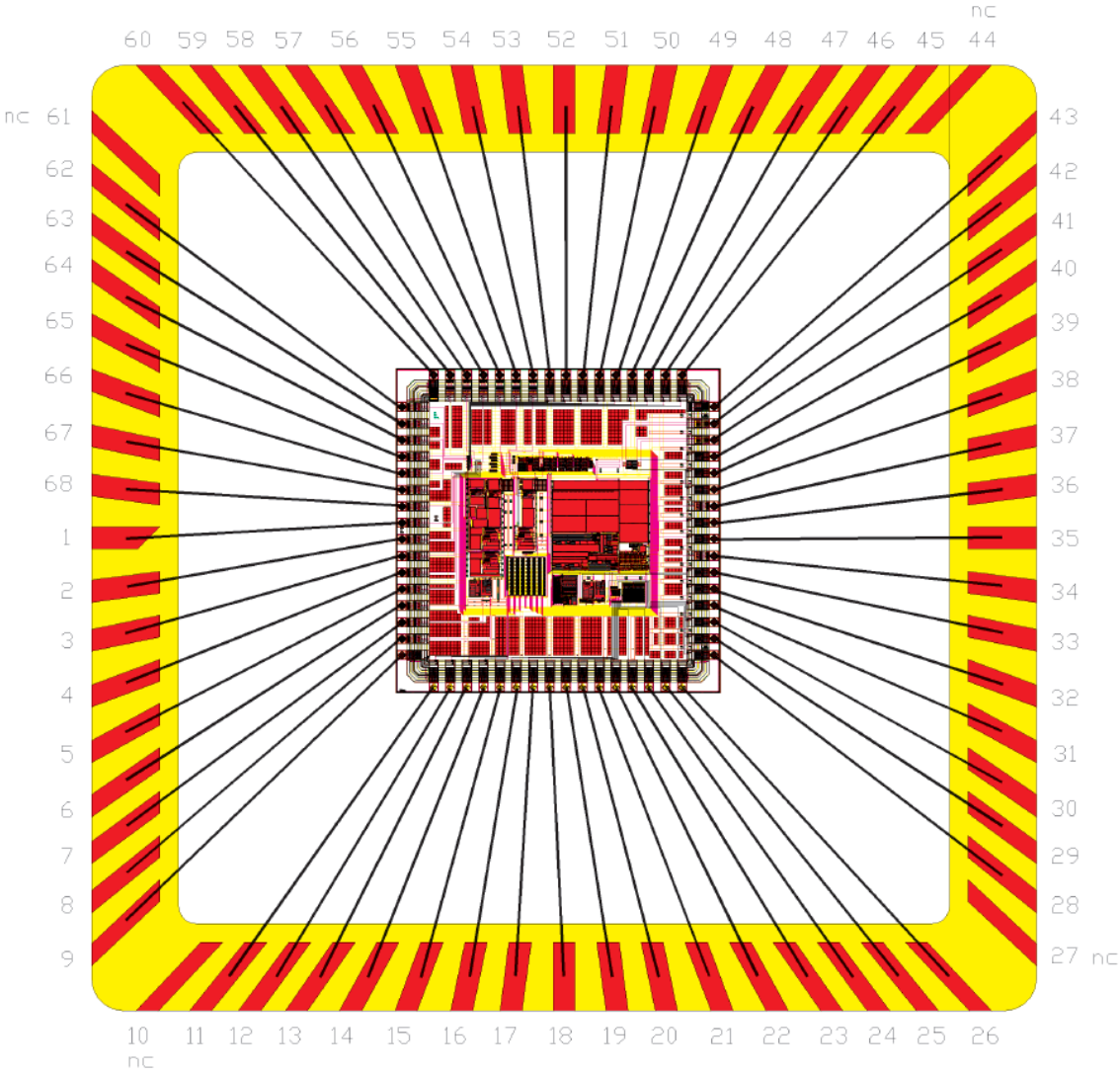
Sinusförmige Spannung

plls1	plls0	Frequenz [Hz]
0	0	125000
0	1	15625
1	0	977
1	1	61

Referenzströme

bg <MSB:LSB>	Ausgang
<7:0>	- Iref1 (niedrig), LSB = 0,5 μ A
<15:8>	- Iref1, LSB = 8 μ A
<23:16>	- Iref2 (niedrig), LSB = 0,5 μ A
<31:24>	- Iref2, LSB = 8 μ A
<39:32>	- Iref3 (niedrig), LSB = 0,5 μ A
<47:40>	- Iref3, LSB = 8 μ A
<55:48>	Lineare Einstellung der internen Bias-Ströme; nominal für: <51> = 1, Rest = 0; minimal für alle = 1

Anhang B Bondplan



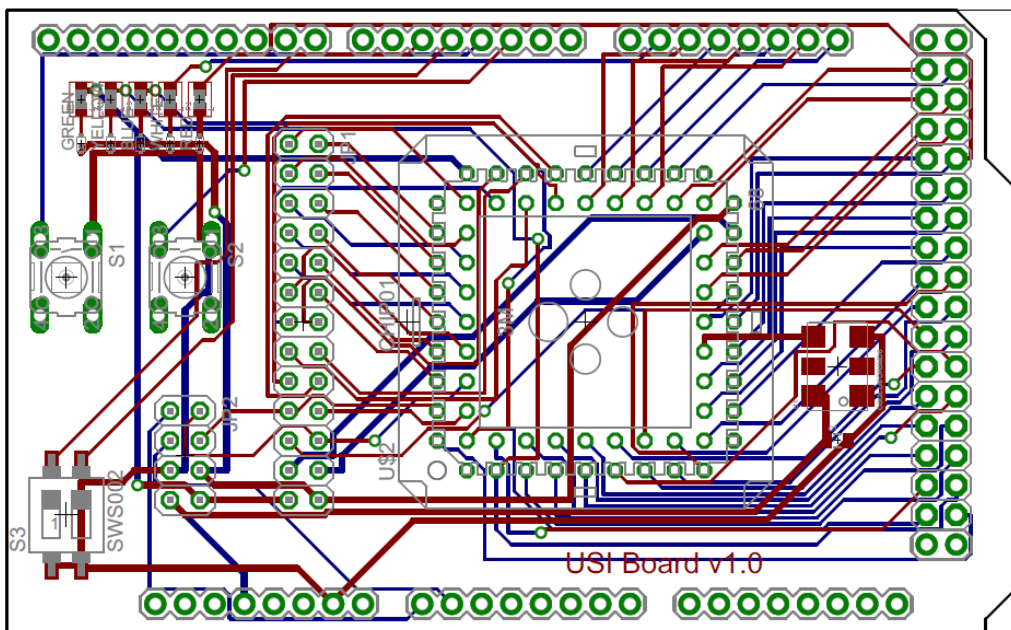
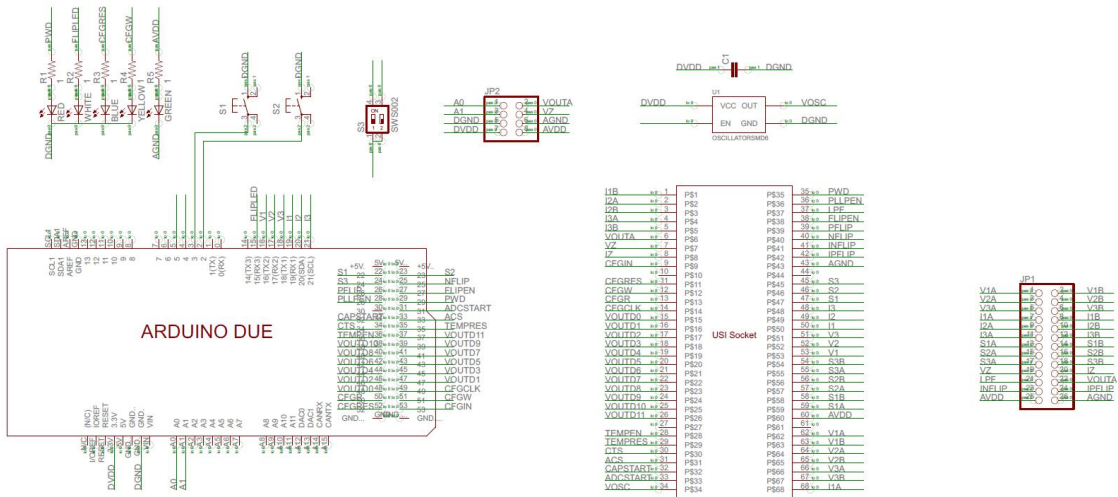
Anhang C Pin-Zuordnung

Pin	Bezeichnung	Arduino DUE	Funktion
1	I1B	-	Strom-Eingänge
2	I2A	-	
3	I2B	-	
4	I3A	-	
5	I3B	-	
6	VOUTA	A0 (Jumper)	Analoger Ausgang
7	VZ	A1 (Jumper)	Ausgang I-U-Verst.
8	IZ	-	Eingang I-U-Verst.
9	CFGIN	53	Register Daten-Eingang
10	-	-	-
11	CFGRES	52	Register Reset
12	CFGW	51	Register Schreibzugriff
13	CFGR	50	Register Lesezugriff
14	CFGCLK	49	Register Takt
15	VOUTD<0>	48	Digitale Ausgänge
16	VOUTD<1>	47	
17	VOUTD<2>	46	
18	VOUTD<3>	45	
19	VOUTD<4>	44	
20	VOUTD<5>	43	
21	VOUTD<6>	42	
22	VOUTD<7>	41	
23	VOUTD<8>	40	
24	VOUTD<9>	39	
25	VOUTD<10>	38	
26	VOUTD<11>	37	
27	-	-	-
28	tempen	36	Temperaturmess. Start
29	tempres	35	Temperaturmess. Reset
30	cts	34	Zähler C/Temp.-Mess.
31	acs	33	Dig. Ausg. InAmp/Zähler
32	capstart	32	C-Messung Start
33	adestart	31	ADC Start
34	VOOSC	-	Oszillator Eingang
35	pwd	29	Power-Down
36	pllpen	28	Puls Start
37	LPF	-	Eingang für PLL-LPF
38	flipen	27	Flipschaltung Enable
39	pflip	26	Positiver Flip-Strompuls

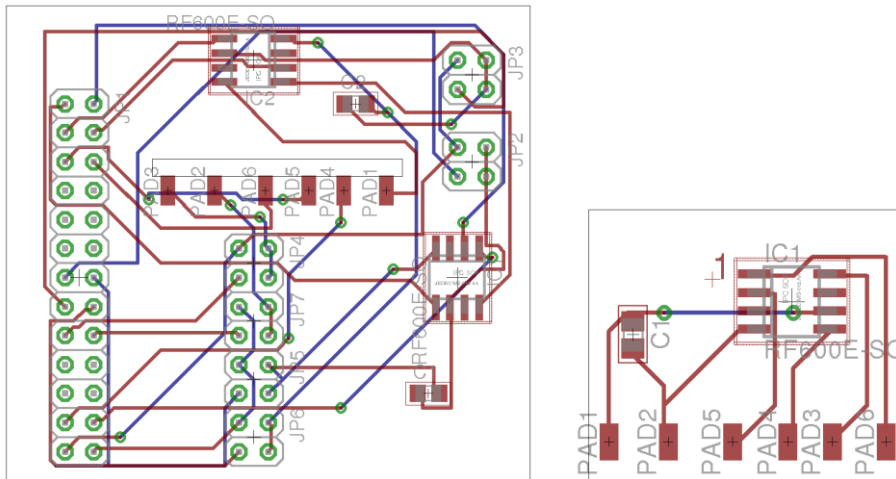
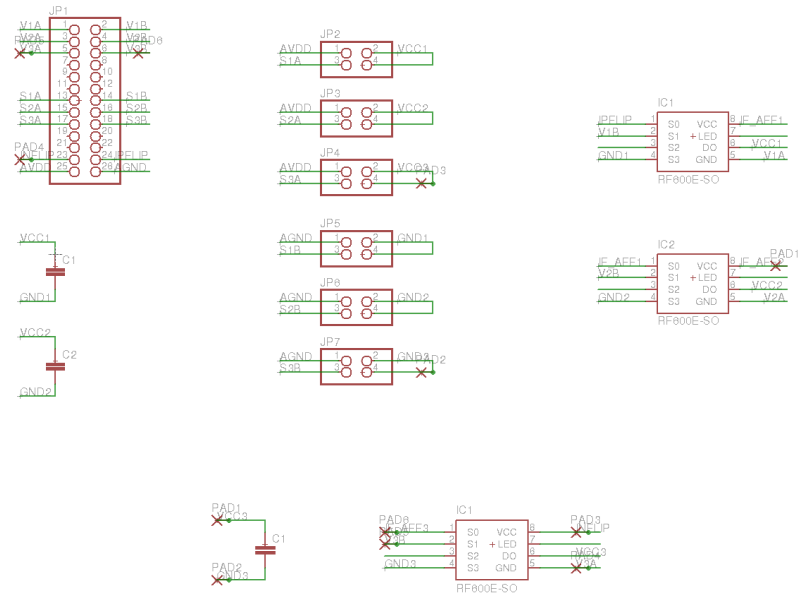
Pin	Bezeichnung	Arduino DUE	Funktion
40	nflip	25	Negativer Flip-Strompuls
41	INFLIP	-	Neg. Flip-Anschluss
42	IPFLIP	-	Pos. Flip-Anschluss
43	GND	GND(Jumper)	Eingang Masse
44	-	-	
45	s3	24	Auswahl der InAmp- Eingangssignale
46	s2	23	
47	s1	22	
48	i3	21	
49	i2	20	
50	i1	19	
51	v3	18	
52	v2	17	
53	v1	16	
54	S3B	-	Messbare Ein-/Ausgänge
55	S3A	-	
56	S2B	-	
57	S2A	-	
58	S1B	-	
59	S1A	-	
60	VDD	VDD(Jumper)	Eingang 3,3 V
61	-	-	
62	V1A	-	Spannungs-Eingänge
63	V1B	-	
64	V2A	-	
65	V2B	-	
66	V3A	-	
67	V3B	-	
68	I1A	-	Strom-Eingang

Anhang D Schaltplan und Layout der Platinen

Adapterplatine



3D AMR-Sensormodul



Anhang E Messbereiche

Messgröße	Minimal	Maximal	Anmerkung
Spannung	32,2 μV	536 mV	-
Strom	0,32 μA	5,36 mA	-
Widerstand	6 m Ω	1,66 M Ω	-
Induktivität	701 μH	24,29 kH	theoretische Werte, beruhend auf sinusförmiger Spannung mit Frequenz 61 Hz bis 125 kHz und Amplitude 3 V
Kapazität	60 fF	1,75 μF	-
Impedanz bei Frequenz	61 Hz	15,625 kHz	-
Temperatur	-25 °C	85 °C	erweiterter Bereich möglich, konnte jedoch nicht betrachtet werden

Die angegebenen Werte beruhen auf dem Betrieb des USIX-ICs ohne externe Bauteile mit Ausnahme eines 1MHz Oszillators und können deshalb teilweise erweitert werden. Es wurde die Auflösung des internen 10 Bit Analog-Digital-Wandlers zugrunde gelegt, ohne Berücksichtigung von Ungenauigkeiten und Rauschen.

Anhang F Verzeichnis der gemessenen Muster

Messung	Chip-Nummer
Einfacher Funktionstest	1 - 31
Allgemeiner Funktionstest	3
Instrumentierungsverstärker	3, 29
Phasenregelschleife	1, 12, 26
Strom- und Spannungsreferenzen	3, 12, 26
Kapazitätsmessung	26
Induktivität und Impedanz	29
Temperatursensor	1, 26
Flip-Schaltung	29
Energiesparmodus	1

Lebenslauf

1989 - 1993	Grundschule Freinsheim
1993 – 2002	Werner-Heisenberg-Gymnasium Bad Dürkheim
2002 – 2003	Zivildienst
2003 - 2010	Studium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Kaiserslautern
2010 – 2014	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl Integrierte Sensordysteme der Technischen Universität Kaiserslautern