



Forschungszentrum Karlsruhe
Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 5561

**Intelligentes
Mikrosystem zur
Messung von
Beschleunigungen
basierend auf
LIGA-Mikromechanik**

M. Strohrmann, J. Mohr, J. Schulz
Institut für Mikrostrukturtechnik

Februar 1995

Forschungszentrum Karlsruhe

Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 5561

**Intelligentes Mikrosystem zur Messung von
Beschleunigungen basierend
auf LIGA-Mikromechanik**

M.Strohrmann*), J.Mohr, J.Schulz

Institut für Mikrostrukturtechnik

*) von der Fakultät für Maschinenbau der Universität Karlsruhe
genehmigte Dissertation

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe

1995

Als Manuskript gedruckt
Für diesen Bericht behalten wir uns alle Rechte vor

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH
Postfach 3640, 76021 Karlsruhe

ISSN 0947-8620

Zusammenfassung

In der Arbeit wird ein Mikrosystem zur Messung von Beschleunigungen vorgestellt, bei dem durch eine Kombination von mikromechanischen Sensorarrays, bestehend aus nach dem LIGA-Verfahren gefertigten Präzisionssensorelementen und mikroelektronischen Schaltkreisen, eine hohe Zuverlässigkeit, Funktionalität und Packungsdichte erreicht wird.

Die LIGA-Sensorelemente sind als kapazitive Differentialsensoren aufgebaut, deren Mittelelektrode von einer beweglichen seismischen Masse gebildet wird. Die Forderung nach einer hohen Präzision und Zuverlässigkeit des Systems verlangt bereits bei dem Design der LIGA-Sensorelemente eine Minimierung des Linearitätsfehlers und des Temperaturganges. Durch eine Aufhängung der seismischen Masse an zwei parallelen Biegeezungen wird ein Linearitätsfehler von maximal 0.6 % erreicht. Dadurch, daß das Sensorelement aus Sensorteilen besteht, die gleichsinnig auf eine Beschleunigung, aber gegensinnig auf eine Temperaturänderung reagieren, wird der Temperaturgang des Sensorelementes in einem Temperaturbereich von -25 °C bis 125 °C auf $6 \cdot 10^{-5}$ g/K minimiert. Die vorgestellte Sensorstruktur ist in allen Raumrichtungen resistent gegen Beschleunigungsschocks über 1000 g und zeichnet sich durch eine große Wechsellaststabilität aus.

Bei der elektrischen Auswertung der Sensorkapazität entstehen elektrostatische Kräfte. Wird der Sensor nach einem Ausschlagsverfahren ausgewertet, müssen diese Kräfte auf ein Minimum reduziert werden, um die guten Sensoreigenschaften auf das analoge Ausgangssignal abzubilden.

Ein in dieser Arbeit vorgestelltes Kompensationsverfahren nutzt die elektrostatischen Kräfte gezielt zur Auswertung des Sensors aus, indem die an der seismischen Masse angreifende Trägheitskraft durch elektrostatische Kräfte kompensiert wird. Das dazu notwendige Regelungssystem wurde aufgebaut und beispielhaft für eine Bandbreite von 20, 200 und 400 Hz auf maximale Auflösung optimiert. Es zeigt sich, daß eine Bandbreite von 80 % der Sensorresonanzfrequenz mit einer Auflösung von $1 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ erreicht werden kann.

Beim LIGA-Verfahren können die Sensorelemente in präzise ausgerichteten zweidimensionalen Sensorarrays angeordnet werden, so daß die Beschleunigung in zwei Raumrichtungen redundant erfaßt werden kann. Durch die Integration eines Mikro-Controllers im System können die analogen Signale der Sensoren direkt prozessiert werden. Z.B. wird durch Plausibilitätsbetrachtungen und Mittelwertbildung die Zuverlässigkeit des Systems erhöht und die Genauigkeit verbessert. Durch den Einsatz von Sensoren mit gestaffelter Empfindlichkeit kann ein großer Meßbereich mit hoher Auflösung abgedeckt werden. Darüberhinaus wird in einem zweiten Signalverarbeitungsschritt die Information auf das für die Applikation notwendige Mindestmaß reduziert.

Intelligent Microsystem for Acceleration Measurement Based on LIGA Micromechanics

A microsystem for acceleration measurements is presented here which, by combination of micromechanical sensor arrays composed of precision sensor elements manufactured by the LIGA technique with microelectronic circuits, allows high reliability, functionality and packaging density to be achieved.

The LIGA sensor elements have been designed as capacitive differential sensors whose center electrodes consist of mobile seismic masses. The requirement of high precision and system reliability implies minimizing the linearity error and the variation of temperature already at the stage of LIGA sensor element design. By suspending the seismic mass from two parallel cantilevers a linearity error of 0.6% at the maximum is achieved. As the sensor element is composed of sensor parts which react to acceleration in the same direction, but in opposite direction to a change in temperature, the variation in temperature of the sensor element is minimized to 6×10^{-5} g/K within a range of temperatures from -25 °C to 125 °C. The presented sensor design resists to acceleration-induced shocks of more than 1000 g in all directions of space and is characterized by a high stability when exposed to cyclic loading.

Electrostatic forces on the movable seismic mass are generated in evaluation of the sensor capacity by electronic readout circuits. If the sensor is evaluated by a deflection technique, these forces must be reduced to a minimum in order to map the good sensor properties to the analog output signal.

A compensation method presented here makes specific use of the electrostatic forces in sensor evaluation by compensating through electrostatic forces the force of inertia attacking at the seismic mass. The control system required for this purpose has been set up and optimized so as to attain maximum resolution for bandwidths of, by way of example, 20, 200 and 400 Hz. It appears that an 80% bandwidth of the sensor resonance frequency can be achieved with a resolution of $1 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$.

By the LIGA technique the sensor elements can be arranged in precisely oriented two-dimensional sensor arrays in such a manner that the acceleration in two directions of space can be recorded in a redundant mode. By integration of a microcontroller into the system the analog signals of the sensors can be directly processed. Thus, by plausibility considerations and averaging, the reliability of the system can be enhanced and the accuracy improved. By use of sensors with graded sensitivities a large range of measurements can be covered with a high resolution. Besides, it is possible in a second signal processing step to reduce the amount of information to the minimum required in practical application.

Inhaltsverzeichnis

Liste der verwendeten Formelzeichen und Indizes

1.	Einleitung	1
2.	Kapazitive Beschleunigungssensoren in LIGA-Technik	6
2.1.	Herstellungsverfahren	6
2.2.	Auslegung des Feder-Masse-Systems	9
2.2.1.	Linearitätseigenschaften.....	11
2.2.2.	Empfindlichkeit und Resonanzfrequenz.....	14
2.2.3.	Verhalten gegenüber Querschleunigung	15
2.2.4.	Mechanische Spannungen und Langzeitverhalten	17
2.3.	Thermische Eigenschaften des Sensorelementes	18
2.3.1.	Ursachen für den Temperaturgang von LIGA-Sensoren	18
2.3.2.	Grundlegende Idee einer inhärenten Temperaturkompensation.....	22
2.3.3.	Herleitung von Konstruktionsparametern aus einem analytischen Modell	23
2.4.	Ergänzende Anforderungen an das Sensordesign	25
2.4.1.	Anforderungen an das Sensordesign bei Auswertung des Sensors nach dem Kompensationsverfahren.....	25
2.4.2.	Herstellungsbedingte Anforderungen an das Sensordesign	26
2.5.	Beschreibung des resultierenden Sensordesigns	28
2.5.1.	Thermische Offset- und Empfindlichkeitsdrift	30
2.5.2.	Modalanalyse des Sensorelementes.....	32
2.5.3.	Dämpfungsverhalten des Sensorelementes.....	32
2.5.4.	Thermisches Rauschen des Sensorelementes.....	35
2.6.	Messungen an dem realisierten Sensorelement	36
2.6.1.	Temperaturabhängigkeit des statischen Meßverhaltens	38
2.6.2.	Temperaturabhängigkeit des dynamischen Meßverhaltens	39
2.6.3.	Mechanisches und thermisches Wechsellastverhalten	41
2.6.3.	Überlast- und Schockverhalten.....	43

3.	Auswerteverfahren kapazitiver Sensoren	45
3.1.	Grundlagen	45
3.1.1.	Modulationsverfahren zur Auswertung der Auslenkung kapazitiver Sensoren	46
3.1.2.	An der Mittelelektrode von Differentialsensoren angreifende elektrostatische Kräfte	50
3.2.	Auswertung durch Ausschlagsverfahren	54
3.2.1.	Prinzip der Spannungskompensation.....	54
3.2.2.	Prinzip der Ladungskompensation.....	61
3.3.	Auswertung durch Kraftkompensationsverfahren zur Lage- regelung der seismischen Masse	65
3.3.1.	Prinzip der Kraftkompensation.....	66
3.3.2.	Stabilitätsgrenzen und Meßbereich.....	68
3.3.3.	Linearitätseigenschaften.....	72
3.3.4.	Thermische Nullpunkts- und Empfindlichkeitsdrift.....	74
3.3.5.	Reglerentwurf unter Berücksichtigung der dynamischen Eigenschaften und des Signal-Rausch-Verhältnisses	76
3.3.6.	Realisierung und Charakterisierung eines hybrid aufgebauten Systems.....	85
3.3.7.	Studie über eine integrierte Schaltung zur Lageregelung von LIGA- Beschleunigungssensoren	88
4.	Intelligentes Sensorsystem zur Messung von Beschleunigungen	91
4.1.	Berechnung eines zuverlässigen und genauen Meßwertes	93
4.1.1.	Erhöhung der Zuverlässigkeit und Meßgenauigkeit durch den Einsatz redundanter Meßsysteme mit Sensoren gleicher Empfindlichkeit	93
4.1.2.	Erhöhung der Meßgenauigkeit durch den Einsatz von Sensoren gestaffelter Empfindlichkeit.....	95
4.1.3.	Erhöhung der Meßgenauigkeit durch Anpassung der Systembandbreite.....	96
4.2.	Anpassung des Sensorsystems an eine individuelle Applikation	97
5.	Zusammenfassung und Ausblick	99
	Literaturverzeichnis	105
	Anhang	111
A.1	Grundlagen der linearen Systemtheorie.....	111
A.2	Grundlagen zur Beschreibung von Regelungssystemen	116
A.3	Tabellarischer Sensorvergleich	119

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen:

A	Fläche des Kondensators
a	Beschleunigung
α_{eff}	Ausdehnungskoeffizient, der die effektive Verformung der Gegenelektrode beschreibt
α_{Em}	Temperaturkoeffizient des Elastizitätsmoduls
α_i	Ausdehnungskoeffizient des Materials i
b	Breite des Biegebalkens
$C_{1,2}$	Kapazitäten des Beschleunigungssensors
C_{ip}	Teilkondensatoren mit positivem Temperaturgang
C_{in}	Teilkondensatoren mit negativem Temperaturgang
d	Dämpfungskonstante des Sensorelementes
d_A	Breite des Ausgleichgewichtes
d_{BZ}	Abstand der Biegezungen voneinander
$\Delta\alpha$	Differenz der Ausdehnungskoeffizienten der Materialien von Substrat und seismischer Masse
ΔU	Regelspannung
Δy	Abweichung der Lage der seismischen Masse aus der Ruhelage
Δy_{Gi}	Veränderung der Kondensatorspaltweite durch eine Verformung der Gegenelektrode
Δy_i	Veränderung der Spaltweite
δ	Dämpfungskonstante
$E_{0,i}$	Empfindlichkeit bei Auswertung i
E_m	Elastizitätsmodul des Biegezungenmaterials
E_{mi}	Elastizitätsmodul des Materials i
Err_{lin}	relativer Linearitätsfehler
ϵ_0	allgemeine Dielektrizitätskonstante
F	an der seismischen Masse angreifende Trägheitskraft
F_{BZ}	Federkraft der Biegezunge
$F_{\text{el}i}$	elektrostatische Kraft, die im Teilkondensator i erzeugt wird
F_{el}	elektrostatische Kraft auf die Mittelelektrode von Differentialsensoren
F_i	elektrostatische Kraft auf die Kondensatorplatte eines Kondensators
F_r	thermisch bedingte Rauschkraft
f_{res}	Resonanzfrequenz des Feder-Masse-Systems
$f_{\varphi\text{res}}$	Resonanzfrequenz der Torsionsbewegung
$G_W(s)$	Führungsübertragungsfunktion
$G_S(s)$	Störübertragungsfunktion
$G_{\text{PI}}(s)$	Übertragungsfunktion PI-Regler
$G_{\text{PID}}(s)$	Übertragungsfunktion PID-Regler
HP	Hochpaß
h	Strukturhöhe
I_y	Flächenträgheitsmoment in y-Richtung
I_{Z_e}	Strom durch den Widerstand Z_e
j	imaginäre Einheit
φ	Torsionswinkel
k	Federkonstante des Feder-Masse-Systems
k_B	Boltzmann-Konstante
k_t	Torsionsfederkonstante bei doppelter Blattfederaufhängung
L	Länge des Rahmens

L_f	relativer Lagefehler der seismischen Masse
l	Länge der Biegezung
$M_b(x)$	Biegemoment an der Stelle x
M_a	Drehmoment, das durch die Trägheitskraft entsteht
M_{ell}	Drehmoment, das durch die elektrostatischen Kräfte des Teilkondensators i erzeugt wird
M_t	Torsionsmoment
ϑ	absolute Temperatur
R	Regler
s	Laplace-Variable
σ_s	Standardabweichung
σ_x	Biegespannung in x -Richtung
T	Zeitkonstante des Sensorelementes
$T_{K_{off,i}}$	Temperaturkoeffizient des Offsets bei Auswertung i
$T_{K_{E,i}}$	Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit bei Auswertung i
TP	Tiefpaß
T_{ri}	Reglerzeitkonstanten
t	Zeit
Θ	Trägheitsmoment der seismischen Masse
U_{Ci}	Spannung am Kondensator i
U_{dem}	Demodulationssignal
U_i	Spannung i
U_{iT}	Trägersignal
U_{Ze}	Spannung am Widerstand Z_e
U_L	Spannungssignal, das proportional zur Lage der seismischen Masse ist
W_i	in dem Kondensator i gespeicherte Energie
$w(x)$	Auslenkung der Blattfeder an der Stelle x
ω	Kreisfrequenz $\omega=2\cdot\pi\cdot f$
ω_T	Trägerfrequenz
x_s	x -Koordinate des Schwerpunktes der seismischen Masse
y_0	ideale Spaltweite des Kondensators in Ruhelage
y_i	Abstand des Kondensatorspaltes von der Symmetrieachse des Sensors
y_G	Breite der Gegenelektrode
Z_e	komplexer Eingangswiderstand

Verzeichnis der verwendeten Indizes:

eff	Effektivwert
T	Träger
max	maximal
mit	Mitte
n	negativer Temperaturkoeffizient
nenn	Nennbereich
off	Offset
p	positiver Temperaturkoeffizient
par	parasitär
r	Rauschen
res	Resonanz
0	Normalzustand

1. Einleitung

In weiten Bereichen von Industrie und Wirtschaft werden Prozesse kontrolliert, automatisiert und optimiert. Grundlage für den Umgang mit diesen teilweise extrem komplexen Prozessen ist die Erfassung zumindest der wesentlichen Einflußgrößen durch Sensoren. Die Sensorik ist deshalb als eine industrielle Schlüsseldisziplin anzusehen.

Bei einer zentralen Verwaltung aller Meßwerte, die bis heute in Industrieanlagen und im Kraftfahrzeug zu finden ist, müssen lange Signalwege zurückgelegt werden. Sie bringen einen entsprechend hohen Verkabelungsaufwand und eine große Störanfälligkeit mit sich. Durch eine hohe Funktionalität in intelligenten Sensorsystemen (Smart-Sensors) ist eine Reduktion der Meßdaten auf die für übergeordnete Prozesse notwendige Information möglich. Sensoren hoher Funktionalität sind daher Grundlage für einen effektiven und zuverlässigen Datentransfer.

Die Funktionalität der Sensoren konnte durch die Entwicklung und den Einsatz von Mikroelektronik erheblich gesteigert werden. Ihre kostengünstige Fertigung in Batch-Prozessen führte neben einer Erhöhung der Funktionsdichte zu einer Kostenreduktion. Weiterhin ließen leistungsfähige Entwurfswerkzeuge den schnellen und sicheren Entwurf von anwendungsspezifischen Schaltkreisen (ASIC) zu [Sie93]. Die Kosten und Abmessungen eines Sensors wurden damit häufig von dem teilweise aufwendigen feinmechanischen Herstellungsprozeß des Sensorelementes dominiert, das die physikalische Meßgröße in eine elektrisch auswertbare Größe wandelt. Ein Ausgleich des entstandenen Mißverhältnisses an Kosten, Volumen und Leistungsfähigkeit zwischen den Sensorelementen und den integrierten Auswerteschaltungen ist bis heute ein Ziel der Entwicklung neuer Fertigungstechnologien in unterschiedlichen Forschungs- und Entwicklungslabors [All89, Rud89, Cou93, Hök93, Dzi93, Cse84].

Die Weiterentwicklung physikalischer und chemischer Beschichtungs- und Ätzprozesse erlaubt die Herstellung von mikromechanischen Strukturen. Dabei konnten viele Teilprozesse wie Maskierung, Metallisierung und Ätztechnik übernommen, andere mußten adaptiert werden. Viele der entwickelten Verfahren beruhen auf der Siliziumätztechnik [Sei89b], die drei Prozesse zur Strukturierung anbietet. Mit dem isotropen, naßchemischen Ätzen von Polysilizium können Bauteile mit beliebigen lateralen Abmessungen bis zu einigen Mikrometern Höhe hergestellt werden. Diese Strukturhöhe kann bei Beibehaltung der freien lateralen Formgebung durch die Anwendung von Ionenätzverfahren auf einige zehn Mikrometer erhöht werden. Das anisotrope, naßchemische Ätzen von einkristallinem Silizium ermöglicht zwar eine Strukturierung bis zu einigen hundert Mikrometern Höhe, der

Anwender ist aber bei der Formgebung der Strukturen an die Vorzugsrichtungen des Einkristalls gebunden.

Das LIGA-Verfahren [Bec86, Ehr87], das auf den Prozeßschritten **L**ithographie, **G**alvanik und **A**bformung beruht, ermöglicht die Herstellung von mikromechanischen Strukturen von einigen hundert Mikrometern Höhe bei freier lateraler Geometrie und großer Materialvielfalt. In vorangegangenen Arbeiten wurde gezeigt, daß mit einem Opferschichtprozeß bewegliche Mikrostrukturen hergestellt werden können [Bur91, Wal92]. Dieses Verfahren wird, soweit es für diese Arbeit von Bedeutung ist, in Kapitel 2 ausführlich beschrieben.

Im Bereich der Sensorik nehmen Beschleunigungssensoren eine wichtige Rolle ein. Sowohl bei Air-Bag-Systemen und Fahrdynamikregelungen im Kraftfahrzeug, als auch z.B. bei seismologischen Untersuchungen interessiert unmittelbar die Beschleunigung von Körpern. Darüberhinaus führen viele sekundäre Effekte zu Beschleunigungen, die schwer zugängliche physikalische Größen indirekt wiedergeben. Beispiele hierfür sind Durchflußmessungen und Navigationssysteme.

Die ersten mikromechanischen Beschleunigungssensoren [Fro72, Roy79], die in den 70er-Jahren vorgestellt wurden, bestehen aus anisotrop geätzten Feder-Masse-Systemen, deren Auslenkung über piezoresistive Schichten erfaßt wird. Diese Sensoren weisen aufgrund der starken Temperaturabhängigkeit des piezoresistiven Effektes eine starke Empfindlichkeitsdrift im Bereich von 10^{-3} 1/K [Roy79] auf. Aufgrund der geringen Dämpfung der Systeme [Roy79, Ter88] mußte das Dämpfungsverhalten durch aufwendige Verfahren, z.B. dem Befüllen der Struktur mit verschiedenen Flüssigkeiten, eingestellt werden [Bar88]. Wegen des preisgünstigen Herstellungsverfahrens und wegen der Verfügbarkeit einfacher Auswerteverfahren konnten sie sich dennoch zunächst auf dem Markt durchsetzen [Sei94].

Der Wunsch nach temperaturstabilen Beschleunigungssensoren führte zur Einführung anisotrop geätzter, kapazitiver Differentialsensoren aus Silizium [Rud89, Sei89b, Ger90]. Auch sie bestehen aus einem Feder-Masse-System, das die mittlere Schicht eines dreilagigen Sandwich-Aufbaus darstellt. Die bewegliche Mittelelektrode bildet mit den metallisierten Abdeckschichten aus Glas einen Differentialkondensator, dessen Mittelelektrode sich in Abhängigkeit der Beschleunigung verschiebt. Die verschiedenen Ebenen des Sandwichs werden durch anodisches Bonden miteinander verbunden, was zu thermischen Verspannungen führt [Yun92]. Diese Spannungen sind wesentlich für die thermische Nullpunktsdrift im Bereich von $5 \cdot 10^{-4}$ 1/K verantwortlich [Rud89]. Wegen des geschlossenen Sandwich-Aufbaus mit großen Flächen und kleinen Spaltweiten der Sensorelemente müssen diese Sensoren unter Vakuum hermetisch dicht verpackt

und betrieben werden, weil ansonsten die Dämpfung der Sensoren durch die eingeschlossene Luft zu groß ist [Rud89].

Der Einsatz kapazitiver Sensoren wurde lange wegen der kompliziert aufzubauenden Auswerteschaltkreise verhindert. Erst die Entwicklung integrierter Auswerteschaltkreise, die mit den bei der Mikromechanik zwangsläufig entstehenden kleinen Sensorkapazitäten von wenigen pF arbeiten konnten, ermöglichte den industriellen Einsatz dieser kapazitiven Sensoren [Leu90, Her93]. Da sich Sensorelement und Auswerteschaltkreis gegenseitig beeinflussen, wurden viele Sensorsysteme in einer engen Kooperation zwischen Schaltungs- und Sensorentwicklern aufgebaut [z.B. Leu90, Rud89].

Als Ergebnis dieser Entwicklungen wurde inzwischen von Analog Devices [Ana92] ein Beschleunigungssensor mit einem Meßbereich von 50 g vorgestellt, der in Polysilizium direkt auf integrierten Auswerteschaltkreisen hergestellt wird. Die Kondensatoren werden dabei von parallelen Armen gebildet, die einen Abstand von lediglich einem Mikrometer haben. Da die Strukturen nur wenige Mikrometer hoch sind, ergibt sich eine extrem kleine Grundkapazität von 0.022 pF. Aufgrund der kleinen Kapazitäten muß eine große elektronische Verstärkung der Meßsignale durchgeführt werden, was bei einer Bandbreite von 100 Hz zu einem mäßigen Signal zu Rauschverhältnis von $1.3 \cdot 10^{-3}$ führt. Weiterhin fehlen derartige Sensoren für den low-g-Meßbereich (10 µg ... 10 g).

Durch Fertigungsverfahren der Mikrotechnik können Sensorelemente parallel in großer Stückzahl gefertigt werden. Diese Kostentrenduktion eröffnet für die Sensortechnik die Möglichkeit, mit Sensorarrays redundante Sensorsysteme aufzubauen, die ohne wesentlichen Aufpreis eine Steigerung der Zuverlässigkeit und Meßgenauigkeit erlauben. Voraussetzung hierfür ist aber, daß die durch die Redundanz anfallende Datenflut mit dem Einsatz lokaler Intelligenz auf das für den Prozeß notwendige Maß reduziert wird, bevor die aufbereitete Information über eine Feldbusschnittstelle übertragen wird.

Grundlage für ein derartiges Sensorsystem sind Sensoren mit einer hohen Präzision, da bei nicht ausreichender Genauigkeit der Sensoren eine Korrektur der Meßwerte schnell zu aufwendig wird, wie folgende Abschätzung verdeutlicht. Zur Korrektur können die digitalisierten Meßdaten an die Adreßleitung eines residenten Speichers (ROM) angelegt werden, so daß der dort abgespeicherte ideale Meßwert über die Datenleitung ausgelesen werden kann.

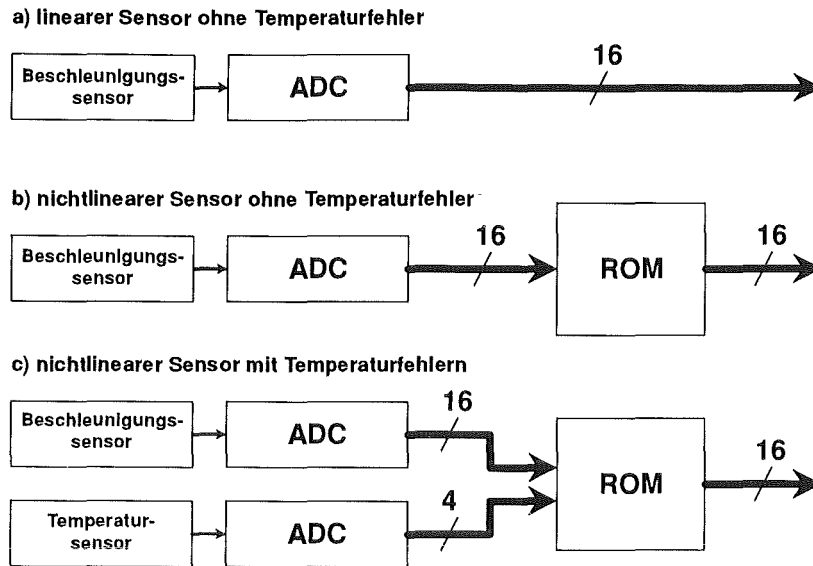


Abb.1: Korrektur der nichtlinearen und temperaturabhängigen Meßdaten zu linearen und temperaturunabhängigen Meßwerten

Abb. 1 verdeutlicht den zunehmenden Hardware-Aufwand bei steigendem Korrekturbedarf. Soll z.B. der Meßwert eine Genauigkeit von 16 Bit ($1.5 \cdot 10^{-5}$) besitzen, ist für die Realisierung einer Verbesserung der Linearitätseigenschaften mindestens ROM mit einen Adress- und Datenbus von je 16 Bit notwendig. Daraus ergibt sich eine minimale ROM-Kapazität von 128 kByte. Bei gleichzeitiger Temperaturkorrektur mit einer Auflösung von 2^4 Temperaturintervallen ergibt sich bereits eine minimale Speicherkapazität von 2 MByte. Diese Speicherkapazität könnte zwar durch den Einsatz geeigneter Interpolationsalgorithmen reduziert werden, diese Abschätzung zeigt aber auf einfache Weise, wie aufwendig eine Korrektur von Meßdaten sein kann und wie dramatisch der Aufwand mit steigendem Korrekturbedarf ansteigt.

Zusätzlich zum Hardware-Aufwand entsteht bei einem in dieser Art korrigierten System hoher Kalibrierungsaufwand, da bei jedem Sensor des Mikrosystems die Meßdaten im ROM individuell abgeglichen werden müssen. Damit sind entsprechend hohe Kosten verbunden. Sensorelemente und Auswerteschaltungen, bei denen auf derartige Korrekturen verzichtet werden kann, bleiben deshalb trotz der Verfügbarkeit von Rechenkapazität eine wesentliche Grundlage für Mikrosysteme.

Marktrecherchen zeigen bereits heute einen Trend zu intelligenten Sensoren auf [Tsc93]. Insbesondere im Kraftfahrzeug wird eine steigende Funktionsdichte der Sensoren gefordert, die nur durch den Einsatz von Mikrosystemen bewältigt werden kann [Ehl93]. In der industriellen Meßtechnik existieren bei konventionellen Sensoren Angebotsdefizite in Genauigkeit, Zuverlässigkeit und Preis [Pah93].

Gerade in diesen Punkten liegen aber die Stärken von intelligenten Sensorsystemen, so daß auch in der industriellen Meßtechnik der Einsatz solcher Systeme ansteigen wird.

Vor diesem Hintergrund ist das Ziel dieser Arbeit die Entwicklung eines intelligenten Mikrosystems zur präzisen und sicheren Messung von Beschleunigungen.

Das in dieser Arbeit erarbeitete, hergestellte und untersuchte Sensorelement wird den Anforderungen nach einer möglichst hohen Präzision gerecht. Es zeichnet sich durch eine hohe Linearität, einen geringen Temperaturngang und eine hohe Robustheit aus und stellt damit eine ideale Grundlage für ein Sensorsystem dar.

Die Sensoreigenschaften werden maßgeblich durch die Art der Auswerteschaltung beeinflußt. Deshalb werden drei Auswerteverfahren untersucht, wobei insbesondere bewertet wird, inwieweit die systemtechnischen Anforderungen erfüllt werden können. Bei zwei auf dem Markt verfügbaren ASICs wird die Auslenkung der seismischen Masse zur Signaldetektion herangezogen (Ausschlagsverfahren). Bei einer speziell für das LIGA-Sensorelement entwickelten hybrid aufgebauten Auswerteelektronik wird die mechanische Trägheitskraft gezielt durch elektrostatische Kräfte kompensiert (Kompensationsverfahren). Für alle Schaltkreise wird sowohl eine rechnerische Analyse des Auswerteverfahrens, als auch eine experimentelle Untersuchung des Zusammenspiels von LIGA-Sensorelement und Auswerteschaltkreis durchgeführt.

Durch den Einsatz eines redundanten, zweidimensionalen Sensorarrays konnte mit Hilfe von Plausibilitätsbetrachtungen die Zuverlässigkeit erhöht werden. Durch die Auswertung von drei Sensoren pro Raumrichtung wurde die Meßgenauigkeit gesteigert. Eine lokale Signalverarbeitung reduzierte dabei die Meßsignale auf die für eine individuelle Applikation notwendige Information und ermöglichte damit einen Informationstransfer über eine einfache serielle Schnittstelle.

2. Auslegung und Charakterisierung von Beschleunigungssensorelementen in LIGA-Technik

In einer früheren Arbeit wurde am Institut für Mikrostrukturtechnik [Bur91] die LIGA-Opferschichttechnik entwickelt. Diese Technik ermöglicht die Herstellung beweglicher Mikrostrukturen mit extrem hohem Aspektverhältnis, deren laterale Abmessungen im Gegensatz zu dem anisotropen Siliziumätzverfahren beliebig gewählt werden können. Dieser Vorteil kann bei der Auslegung von Präzisionssensorelementen vorteilhaft genutzt werden.

In den folgenden Kapiteln wird nach einer kurzen Beschreibung des Herstellungsprozesses die Auslegung des Sensorelementes beschrieben. Dabei werden zunächst die Eigenschaften bei Raumtemperatur und anschließend die thermischen Eigenschaften diskutiert. Für das realisierte Sensorelement erfolgt dann anhand von theoretischen Beschreibungen und Messungen eine detaillierte Diskussion der Sensoreigenschaften.

2.1. Herstellungsverfahren

Die Prozeßfolge des Verfahrens für die Herstellung von beweglichen und elektrisch ansteuerbaren Mikrostrukturen ist in Abb. 2 dargestellt.

Im ersten Schritt werden auf ein isolierendes Substrat (z.B. Keramik) dünne Metallschichten aufgebracht (a). Diese Schichten stellen einerseits eine gute Haftung der in LIGA-Technik zu erzeugenden Metallschicht auf dem Substrat sicher, andererseits dienen sie als Startschicht für die nachfolgende Galvanoformung und als Leiterbahnebene. Die Schichten werden über Photolithographie und anschließendes naßchemisches Ätzen strukturiert, um die Funktionalität der verschiedenen Bauteile einer Mikrostruktur sicherzustellen (b). Auf das so vorbereitete Substrat wird eine wenige Mikrometer dicke Titanschicht aufgebracht. Diese Schicht, die als Opferschicht dient, wird in ähnlicher Weise strukturiert, wobei die Photolithographie zur richtigen Orientierung justiert zur ersten Ebene durchgeführt werden muß (c). Auf dem Substrat mit strukturierter Opferschicht und Leiterbahnebene werden dann die eigentlichen LIGA-Prozeßschritte durchgeführt. Eine Resistschicht (PMMA) mit einer Höhe von einigen hundert Mikrometern wird direkt auf dem Substrat aufpolymerisiert und über eine Röntgenmaske mit Synchrotronstrahlung belichtet (d). Durch die genaue Justierung der Maske zu den vorstrukturierten Schichten werden bewegliche Teile der Mikrostruktur auf der Opferschicht erzeugt, während die feststehenden Teile auf den metallischen Zwischenschichten liegen. Der bestrahlte Resist wird mit einem geeigneten

Entwickler entfernt und die komplementäre Struktur wird durch Galvanoformung aus Metall (Ni) aufgebaut (e). Nach dem Entfernen des verbleibenden Resists wird die Opferschicht aus Titan selektiv gegen die übrigen Metalle geätzt. Dadurch bleiben Teile der Mikrostruktur fest auf dem Substrat stehen, während andere Teile frei beweglich sind (f).

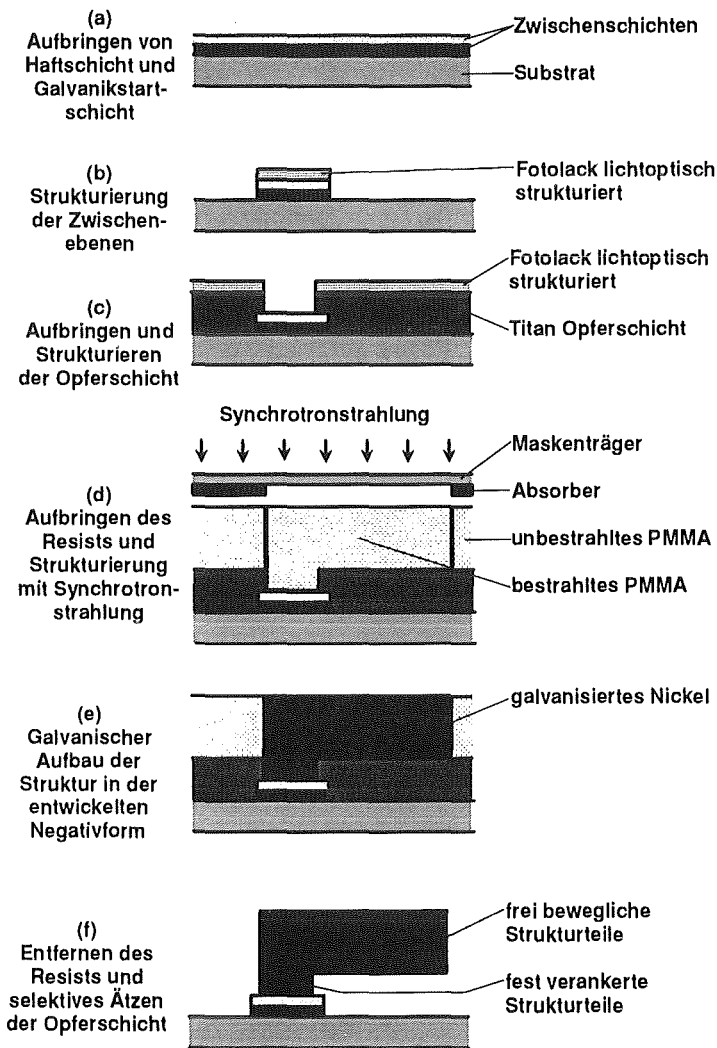


Abb. 2: Prozeßfolge der LIGA-Opferschichttechnik für die Herstellung von elektrisch ansteuerbaren Strukturen

In der hier gezeigten Prozeßfolge sind nur die beiden LIGA-Schritte Röntgentiefenlithographie und Galvanoformung dargestellt. Für eine preisgünstigere Massenfertigung kann die Kunststoffform statt mit Synchrotronstrahlung durch einen Abformprozeß hergestellt werden [Vol87, Har90, Har92], wobei für die Herstellung des Abformwerkzeuges Röntgentiefenlithographie und Galvanik eingesetzt wird. Dies wurde für festverankerte Mikrostrukturen auch bereits auf prozessierten Wafern mit Auswerteschaltkreisen durchgeführt. Die Herstellungsprozesse für bewegliche

Mikrostrukturen unter Verwendung von Abformprozessen auf prozessierten Wafern sind derzeit in der Entwicklung [Rup93].

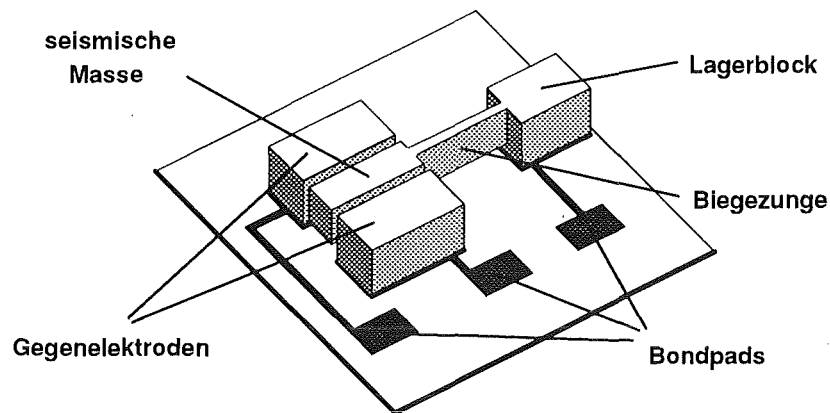


Abb. 3: Prinzipskizze eines LIGA-Beschleunigungssensorelementes der ersten Generation

Als erstes Beispiel für bewegliche Strukturen wurde mit der Opferschichttechnik ein mikromechanisches kapazitives Beschleunigungssensorelement (Abb. 3) hergestellt [Bur91]. An einem Lagerblock ist über eine Blattfeder eine frei bewegliche seismische Masse aufgehängt. Sie kann sich zwischen zwei ortsfesten Gegenelektroden frei bewegen. Die beiden Gegenelektroden bilden zusammen mit der seismischen Masse als Mittelelektrode einen Differentialkondensator. Wird das Beschleunigungssensorelement senkrecht zur Symmetrieebene bewegt, treten an der seismischen Masse Trägheitskräfte auf, die die Masse auslenken, bis ein Kräftegleichgewicht mit der Rückstellkraft der Biegezungge erreicht wird. Die so entstandene Veränderung der Spaltbreite bewirkt eine Kapazitätsänderung, die der Auslenkung umgekehrt proportional ist und damit der Beschleunigung eindeutig zugeordnet werden kann. Durch die gemeinsame Herstellung von feststehenden und beweglichen Strukturteilen kann ein herstellungsbedingter Lagefehler der beweglichen seismischen Masse gegenüber den feststehenden Gegenelektroden klein gehalten werden.

Die bei der Untersuchung dieser Sensorelemente der ersten Generation gewonnenen Erkenntnisse wurden in dieser Arbeit bei der Entwicklung eines neuen Sensorelements umgesetzt. Es zeichnet sich durch folgende Charakteristika aus:

- hohe Grundkapazität pro Flächeneinheit
- geringer Temperaturgang
- kleiner Linearitätsfehler
- Möglichkeit einer elektrostatischen Kraftkompensation
- Überlastschutz und Überlastanzeige

Der eigentliche Sensorentwurf erfolgte mit numerischen Simulationen. In den folgenden Kapiteln soll die Designentwicklung analytisch dargestellt werden, bevor

für das resultierende Sensordesign die Ergebnisse von numerischer Simulation und Modalanalyse, die Berechnung der Dämpfungseigenschaften und die experimentellen Ergebnisse beschrieben werden.

2.2. Auslegung des Feder-Masse-Systems

Bei dem Beschleunigungssensorelement in LIGA-Technik, das in Abb. 3 in vereinfachter Weise dargestellt ist, handelt es sich um ein Feder-Masse-System, dessen Auslenkung kapazitiv gemessen wird. Viele Sensoreigenschaften, nämlich Linearität, Empfindlichkeit, Resonanzfrequenz und Querempfindlichkeit, werden bereits über die mechanischen Eigenschaften des Feder-Masse-Systems festgelegt. Aus diesem Grund ist eine ausführliche Diskussion der mechanischen Eigenschaften des Sensorelementes wesentlich.

Für die folgenden Berechnungen der Kenngrößen des Sensorelementes und seiner Auswerteschaltung werden im Anhang A.1 kurz die Grundlagen der linearen Systemtheorie und der Laplace-Rechnung dargestellt. Diese Grundlagen sind auch für die Diskussion der Auswerteschaltkreise von wesentlicher Bedeutung, weshalb in diesem Teil des Anhangs auch auf Tief- und Hochpässe eingegangen wird.

Das dynamische Verhalten des Feder-Masse-Systems, das auch als eindimensionaler harmonischer Oszillator bezeichnet wird, kann durch eine lineare Differentialgleichung zweiter Ordnung beschrieben werden. Sie lautet im Zeitbereich

$$M \cdot \frac{d^2 \Delta y(t)}{dt^2} + \delta \cdot \frac{d \Delta y(t)}{dt} + k \cdot \Delta y(t) = F(t) = M \cdot a(t) \quad (1)$$

M	seismischen Masse
Δy	Abweichung der Lage der seismischen Masse aus der Ruhelage senkrecht zur Symmetrieebene
t	Zeit
δ	Dämpfungskonstante
k	Federkonstante des Feder-Masse-Systems
F	an der seismischen Masse angreifende Trägheitskraft in y-Richtung
a	zu messende Beschleunigung

Die Kenngrößen des Feder-Masse-Systems im Frequenzbereich sind die Resonanzfrequenz und Dämpfung (Gl. A.10):

$$\omega_{\text{res}} = \frac{1}{T} = \sqrt{\frac{k}{M}} \quad d = \frac{\delta}{2 \cdot \sqrt{k \cdot M}} \quad (2)$$

d Dämpfungskonstante des Feder-Masse-Systems
 T Zeitkonstante des Feder-Masse-Systems
 ω_{res} Resonanzfrequenz des Sensors $\omega_{\text{res}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{res}}$

Abb. 4 zeigt für ein Sensorelement mit unterschiedlichen Dämpfungskonstanten eine normierte Übertragungsfunktion im Frequenzbereich.

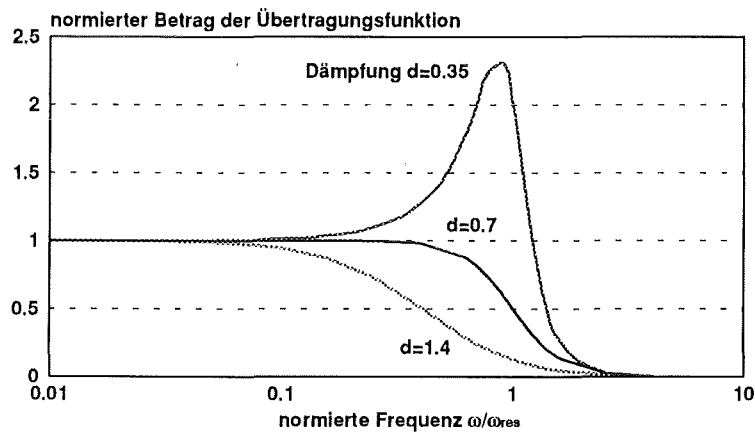


Abb. 4: Darstellung der normierten Übertragungsfunktion eines Verzögerungsgliedes zweiter Ordnung im Frequenzbereich mit der Dämpfungskonstante d als Parameter ($d=0.35, 0.7, 1.4$)

Das Übertragungsverhalten ist für kleine Frequenzen zunächst konstant. Je nach Dämpfungskonstante steigt oder sinkt der Betrag der Übertragungsfunktion bis zur Resonanzfrequenz. Abb. 4 verdeutlicht, wie eine geeignete Dämpfung des Sensorelementes über die dynamischen Eigenschaften entscheidet. Eine ideale Bandbreite des Sensorelementes wird bei Dämpfungswerten von 0.6 ... 0.7 erreicht.

Neben den dynamischen Eigenschaften wird auch die Empfindlichkeit des Sensorelementes durch die Dimensionierung des Feder-Masse-Systems festgelegt. Bei einer parallelen Auslenkung Δy der seismischen Masse und einer Empfindlichkeitsdefinition von

$$E_0 = \frac{\Delta y(a)}{y_0 \cdot a} \quad (3)$$

E_0 Empfindlichkeit
 y_0 ideale Anfangsspaltweite

kann die Spaltweitenänderung Δy angegeben werden als

$$\Delta y = E_0 \cdot a \cdot y_0 \quad (4)$$

Bedingt durch die Unzulänglichkeiten beim Herstellungsprozeß liegt die seismische Masse nie genau in der Mitte zwischen den beiden Gegenelektroden, sondern besitzt einen Lagefehler L_f . Dieser Lagefehler verringert die Spaltweite des Kondensators auf der einen Seite und vergrößert sie auf der anderen. Auch er wird relativ zur idealen Sensorspaltweite y_0 angegeben. Damit ergibt sich im Realfall eine resultierende Spaltweitenänderung von

$$\Delta y = E_0 \cdot a \cdot y_0 + L_f \cdot y_0 \quad (5)$$

L_f Lagefehler der seismischen Masse relativ zur Kondensatorspaltweite

Die Kapazität des Plattenkondensators mit der Anfangsspaltweite y_0 ergibt sich damit zu

$$C_{1,2}(a) = \frac{\epsilon_0 \cdot A_0}{y_0 \cdot (1 \pm E_0 \cdot a \pm L_f)} \quad (6)$$

$C_{1,2}$ Kapazitäten des Beschleunigungssensorelementes
 ϵ_0 allgemeine Dielektrizitätskonstante
 A_0 Kondensatorfläche

2.2.1. Linearitätseigenschaften

Das in Gl. 6 dargestellte Meßsignal ist umgekehrt proportional zur Beschleunigung. Es kann aber durch eine Quotientenauswertung in ein lineares Meßsignal überführt werden, wenn die Auslenkung parallel stattfindet und proportional zur Beschleunigung ist.

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = E_0 \cdot a + L_f \quad (7)$$

Es muß deshalb eine parallele Auslenkung der seismischen Masse angestrebt werden, da nur sie zu einem linearen Meßergebnis führt.

Eine Möglichkeit, eine parallele Auslenkung zu erzielen, stellt Abb. 5 dar. Dabei besteht die seismische Masse aus zwei symmetrisch angeordneten Balken, die als Gedankenmodell masselos und starr miteinander verbunden sind. An den

Verbindungselementen befinden sich zwei Blattfedern, die beide an einem Lagerblock befestigt sind.

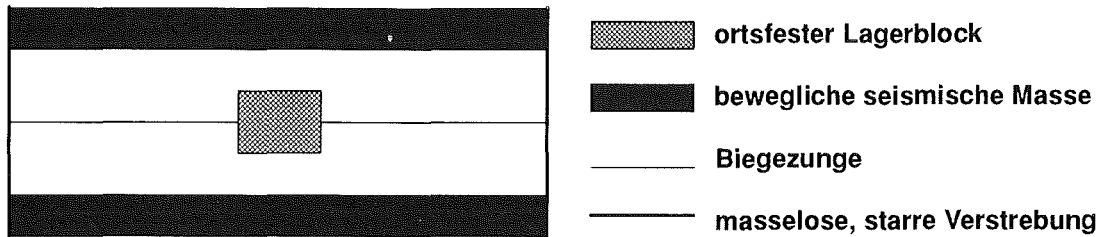


Abb. 5: Skizze der Feder-Masse-Anordnung für eine beidseitige Aufhängung der seismischen Masse

Diese Art der Aufhängung führt zwar zu einer Parallelbewegung der seismischen Masse, aber es entstehen bei ihrer Auslenkung Zugspannungen in der Biegezunge, die zu einer nichtlinearen Kraft-Weg-Kennlinie führen [Sei89a].

Eine Variante mit einseitiger Aufhängung der seismischen Masse zeigt Abb. 6. Die seismische Masse besteht wiederum aus zwei symmetrisch angeordneten Balken der Länge L . Die an einem Lagerblock aufgehängten, masselosen Biegezungen haben die Länge l und sind über eine starre Verstrebung der Breite d_A mit der seismischen Masse verbunden. Die Biegezungen haben einen Abstand d_{BZ} .

Im folgenden werden die Randbedingungen, unter denen sich bei diesem Design eine parallele Auslenkung der seismischen Masse ergibt, hergeleitet.

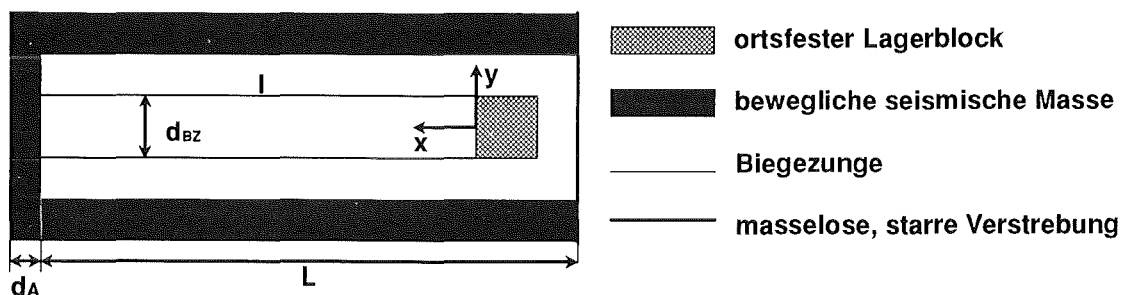


Abb. 6: Querschnitt durch eine einseitige Aufhängung der seismischen Masse mit zwei Biegezungen

- L Länge des Rahmens
- l Länge der Biegezunge
- d_A Breite des Ausgleichgewichtes
- d_{BZ} Abstand der parallelen Biegezungen voneinander

Die Biegezunge hat ein konstantes Flächenträgheitsmoment I_y . Die zweite Ableitung der Biegelinie, die die Auslenkung der Biegezunge in y -Richtung als Funktion der x -Koordinate angibt, berechnet sich zu [Dub90]

$$w''(x) = -\frac{M_b(x)}{E_m \cdot I_y}, \quad (8)$$

$w(x)$ Auslenkung der Blattfeder an der Stelle x
 $M_b(x)$ Biegemoment
 E_m Elastizitätsmodul des Biegezugmaterials
 I_y Flächenträgheitsmoment in y -Richtung

wobei das Biegemoment $M_b(x)$ berechnet wird aus

$$M_b(x) = a \cdot M \cdot (x - x_s) . \quad (9)$$

Damit ergibt sich für $w''(x)$

$$w''(x) = -\frac{a \cdot M}{E_m \cdot I_y} \cdot (x - x_s) \quad (10)$$

und nach Integration

$$w'(x) = -\frac{a \cdot M}{E_m \cdot I_y} \left(\frac{1}{2} \cdot x^2 - x \cdot x_s \right) + K_1 . \quad (11)$$

Mit den Randbedingungen, die sich bei einer parallelen Auslenkung für die Blattfeder ergeben,

$$w'(0) = 0 \quad w'(l) = 0 \quad (12)$$

ergibt sich aus der Gl. 11 für $K_1 = 0$

$$l = x_s / 2 . \quad (13)$$

Damit muß der Schwerpunkt der seismischen Masse die gleiche x -Koordinate wie der Mittelpunkt der Biegezugung besitzen, und die konstruktiv zu realisierende Bedingung für eine parallele Auslenkung der seismischen Masse ist festgelegt. Eine Verschiebung des Schwerpunktes wird bei dem in Abb. 6 dargestellten Aufbau durch eine massenbehaltete Verstrebung auf der dem Lagerblock abgewandten Seite des Rahmens erreicht.

2.2.2. Empfindlichkeit und Resonanzfrequenz

Für das in Abb. 6 dargestellte Sensorelement werden im folgenden Empfindlichkeit und Resonanzfrequenz berechnet.

Eine erneute Integration von Gl. 11 ergibt

$$w(x) = -\frac{a \cdot M}{2 \cdot E_m \cdot I_y} \cdot \left(\frac{1}{6} \cdot x^3 - \frac{l}{4} \cdot x^2 \right) + K_2 \quad (14)$$

Mit der Randbedingung $w(0) = 0$ folgt unmittelbar $K_2 = 0$ und damit der Verlauf der Biegelinie

$$w(x) = -\frac{a \cdot M}{2 \cdot E_m \cdot I_y} \cdot \left(\frac{1}{6} \cdot x^3 - \frac{l}{4} \cdot x^2 \right) \quad (15)$$

In diesem Zusammenhang ist nur die Auslenkung am Ende der Biegezone von Interesse, da sie die Verschiebung der seismischen Masse angibt:

$$w(l) = \frac{a \cdot M}{24 \cdot E_m \cdot I_y} \cdot l^3 \quad (16)$$

Das Masse-Feder-System hat damit eine Federkonstante von

$$k = \frac{a \cdot M}{w(l)} = \frac{24 \cdot E_m \cdot I_y}{l^3} \quad (17)$$

Die Empfindlichkeit des Sensorelementes errechnet sich nach Gl. 3 zu

$$E_0 = \frac{w(l)}{a \cdot y_0} = \frac{l^3}{24 \cdot E_m \cdot I_y} \cdot \frac{M}{y_0} = \frac{M}{k \cdot y_0} \quad (18)$$

die Resonanzfrequenz zu

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{k}{M}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{E_0 \cdot y_0}} \quad (19)$$

Ein hochwertiges Sensorelement zeichnet sich unter anderem durch eine große Bandbreite und eine hohe Empfindlichkeit aus. Die Bandbreite ist nach oben durch die Resonanzfrequenz des Sensors begrenzt. Resonanzfrequenz f_{res} und

Empfindlichkeit E_0 können aber, wie Gl. 19 zeigt, nicht unabhängig voneinander gewählt werden, da beide von dem Faktor k/M abhängen.

Allenfalls durch eine Verringerung von y_0 bei vorgegebener Resonanzfrequenz und damit festem k/M kann die Empfindlichkeit erhöht werden. Die Spaltweite y_0 , die bei der Berechnung der Empfindlichkeit als Parameter eingeht, ist aber einerseits durch die Forderung nach einer hohen Grundkapazität, andererseits durch die Grenze des Herstellungsprozesses begrenzt (vgl. 2.4).

2.2.3 Verhalten gegenüber Querschleunigung

Für das Messen von Beschleunigungen ist vielfach die Querempfindlichkeit, also die Reaktion des Meßsignals auf Beschleunigungen, die nicht in Meßrichtung liegen, von großer Bedeutung. Störgrößen in diesem Sinne stellen aber auch Torsionsbewegungen, die die seismische Masse zum Schwingen anregen, dar. Die Querempfindlichkeiten auf diese mechanischen Störgrößen werden im folgenden analysiert. Sie sollen deutlich kleiner sein als die Empfindlichkeit des Sensors. Die Resonanzfrequenzen dieser Bewegungen sollen deutlich über der Resonanzfrequenz der Grundschwingung liegen, damit die Grundschwingung nicht maßgeblich beeinflusst wird.

a) Translatorische Querempfindlichkeit

Um die seismische Masse in x -Richtung zu verschieben, müssen die Federelemente gedehnt werden. Die Federkonstante für diese Dehnung berechnet sich zu [Dub90]

$$k_x = \frac{E_m \cdot b \cdot h}{l}, \quad (20)$$

h Höhe der Struktur

woraus sich ein Verhältnis zur Federkonstante in y -Richtung von

$$\frac{k_x}{k} = \left(\frac{l}{b}\right)^2 \quad (21)$$

ergibt. Bei einer geeigneten Wahl der Kondensatorgeometrie führt eine Parallelverschiebung der seismischen Masse in x -Richtung zu keiner Veränderung der Kapazität, da die effektive Kondensatorfläche konstant bleibt. Diese Querempfindlichkeit spielt demnach eine absolut untergeordnete Rolle.

Das Biegeverhalten wird bei einer Beschleunigung in z-Richtung genauso berechnet wie bei einer Auslenkung in y-Richtung (Gl. 16), nur werden bei der Berechnung des Flächenträgheitsmomentes Breite und Höhe des Biegebalkens miteinander vertauscht. Es ergibt sich damit bei typischen Designdaten ein Verhältnis der Federkonstanten von

$$\frac{k_z}{k} = \frac{h^2}{b^2} \quad (22)$$

Um eine geringe Querempfindlichkeit zu erreichen, muß die Biegezunge deshalb sehr viel dünner als hoch sein, was bei LIGA-Strukturen sehr gut erfüllt werden kann.

b) Rotatorische Querempfindlichkeit

Zusätzlich zu der Parallelverschiebung der seismischen Masse kann eine Torsion der Biegezungen auftreten, die dazu führt, daß sich eine Seite der seismischen Masse aus der übrigen Struktur hebt und damit der Kondensator eine geringere Fläche und Kapazität besitzt. Aus diesem Grund sollte die Torsionssteifigkeit des Sensorelementes ebenfalls groß gehalten werden.

Wird die seismische Masse an zwei Biegezungen aufgehängt, berechnet sich die Torsionsfederkonstante nach

$$k_t = \frac{E_m \cdot d_{BZ}^2 \cdot h^3 \cdot b}{2 \cdot l^3} = \frac{M_t}{\varphi} \quad (23)$$

k_t Torsionsfederkonstante
 M_t Torsionsmoment
 φ Torsionswinkel

Um eine torsionssteife Anordnung zu erhalten, sollte der Abstand der beiden Biegezungen möglichst groß gewählt werden.

Für die Torsionsbewegung der seismischen Masse kann in analoger Weise zur Auslenkung der seismischen Masse eine Resonanzfrequenz ermittelt werden. Sie ergibt sich aus

$$f_{\varphi res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{k_t}{\Theta}} \quad (24)$$

$f_{\varphi res}$ Resonanzfrequenz der Torsionsbewegung
 Θ Trägheitsmoment der seismischen Masse

Bei der Dimensionierung des Feder-Masse-Systems muß darauf geachtet werden, daß die Resonanzfrequenz der Torsionsbewegung deutlich über der Grundschiwingung des Feder-Masse-Systems liegt.

$$\frac{f_{\varphi_{\text{res}}}}{f_{\text{res}}} = \sqrt{\frac{k_t \cdot M}{\Theta \cdot k}} \gg 1 \quad (25)$$

Das Verhältnis von Masse zu Trägheitsmoment muß demnach möglichst groß, die seismische Masse damit möglichst nahe an der Drehachse konzentriert sein. Die Torsionsfederkonstante ist durch eine Anordnung zweier Blattfedern mit großem Abstand zueinander so groß wie möglich zu machen.

2.2.4 Mechanische Spannungen und Langzeitverhalten

Zur Berechnung der Langzeitstabilität ist die mechanische Spannung, die in der Biegezone auftritt, von entscheidender Bedeutung. Sie muß so klein sein, daß die Dauerfestigkeit des Sensorelementes gewährleistet ist.

Die in der Biegezone auftretende Biegespannung σ_x wird durch Gl. 26 bestimmt [Dub90].

$$\sigma_x(x) = \frac{M_b(x) \cdot b}{2 \cdot I_y} \quad (26)$$

σ_x Biegespannung in x-Richtung
b Breite des Biegebalkens

Sie ist dort betragsmäßig maximal, wo auch der Betrag des Biegemomentes sein Maximum besitzt, also an den Stellen $x=0$ und $x=l$. Damit errechnet sich $\sigma_{x_{\text{max}}}$ zu

$$\sigma_{x_{\text{max}}} = \sigma_x(0) = \frac{M_b(0) \cdot b}{2 \cdot I_y} = \frac{a \cdot M \cdot l \cdot b}{4 \cdot I_y} \quad (27)$$

In Untersuchungen zum Wechsellastverhalten von galvanisiertem Nickel [Moh91b] konnte für das verwendete Material und für die angestrebten Biegezugbreiten bei maximalen Spannungen von 15 MPa eine Lastwechselzahl größer als $3 \cdot 10^9$ nachgewiesen werden. Für Sensorelemente, bei denen die Biegespannung unter 15 MPa bleibt, kann deshalb eine Wechsellast-Stabilität garantiert werden.

2.3. Thermisches Verhalten des Sensorelementes

Im Hinblick auf die Forderung Beschleunigungssensoren mit einer hohen Präzision zu realisieren, ist es notwendig, daß die Sensoren einen kleinen Temperaturgang besitzen. Bei früheren Untersuchung von Beschleunigungssensorelementen in LIGA-Technik wurden die Ursachen für einen Temperaturgang des Sensorelementes erarbeitet [Str91]. Aufbauend auf diesem Modell, das die unterschiedliche thermische Ausdehnung der Werkstoffe und die Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls von dem Biegezugmaterial berücksichtigt, werden im folgenden anschauliche Richtlinien für den Sensorentwurf erarbeitet. Die in dieser Arbeit durchgeführte Sensoroptimierung baut auf numerischen Berechnungen auf, in denen die folgenden zur Veranschaulichung durchgeführten Näherungen nicht beinhaltet sind und die damit als exakt angesehen werden können.

2.3.1. Ursachen für den Temperaturgang von LIGA-Sensoren

Die Ursachen für die Temperaturabhängigkeit des Meßverhaltens des Beschleunigungssensorelementes liegen zum einen in der unterschiedlichen thermischen Ausdehnung des Strukturmaterials (Nickel) und des Substratmaterials (Aluminiumoxidkeramik), zum anderen in der Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls des Biegezugmaterials. Abb. 7 verdeutlicht die Auswirkungen einer Temperaturerhöhung auf den Sensor in einer Querschnittsansicht.

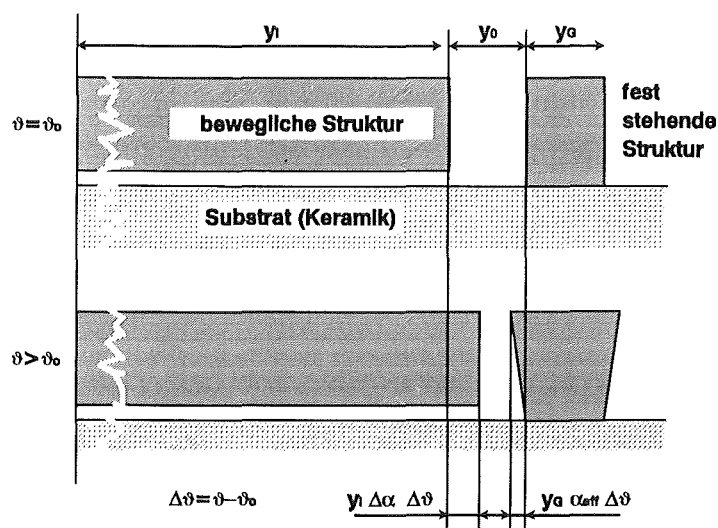


Abb. 7: Querschnitt durch eine Beschleunigungssensorhälfte bei der Bezugstemperatur ϑ_0 und bei einer höheren Temperatur ϑ

Die seismische Masse und das darunterliegende Substrat können sich frei ausdehnen. An der Grenzfläche zwischen Gegenelektrode und dem darunterliegenden Substrat wird die freie Ausdehnung der beiden Strukturteile durch Wechselwirkungen behindert. Die so entstehenden mechanischen Spannungen bauen sich bis zur Oberkante der Gegenelektrode ganz oder teilweise ab.

Diese temperaturbedingte Änderung des Materialverhaltens und der Geometrie hat verschiedene Auswirkungen auf das Sensorverhalten. Für das in Abb. 3 vorgestellte Sensordesign ergeben sich folgende Veränderungen:

a. Verringerung der Spaltweite durch eine unterschiedliche Ausdehnung von beweglichen Strukturteilen und dem darunterliegenden Substrat

Aufgrund der unterschiedliche Ausdehnungskoeffizienten ergibt sich ein Ausdehnungsunterschied von

$$\Delta y_i(\vartheta) = -y_i \cdot \Delta\alpha \cdot (\vartheta - \vartheta_0) \quad . \quad (28)$$

Δy_i	Veränderung der Spaltweite
y_i	Abstand des Kondensatorspaltes von der Symmetrieachse des Sensors
$\Delta\alpha$	Differenz der Ausdehnungskoeffizienten der Materialien von Substrat und seismischer Masse ($5.7 \cdot 10^{-6}/K$)
ϑ	Temperatur
ϑ_0	Bezugstemperatur

Die Differenz der Ausdehnungskoeffizienten der Materialien von Substrat und Gegenelektrode kann nicht angepaßt werden, da entsprechende Materialien, die mit dem Herstellungsprozeß verträglich sind, bisher nicht verfügbar sind. Dabei ist die geforderte Beständigkeit des Substratmaterials gegen Flußsäure, mit der die Opferschicht aus Titan geätzt wird, eine wesentliche Forderung, die nur von wenigen Materialien erfüllt wird. Eine Reduktion dieses Beitrags zum Temperatureffekt ist daher nur durch eine möglichst nahe Platzierung der Kondensatorspalte an der Symmetrieachse des Sensors möglich.

Die relative Kapazitätzunahme, die sich aus diesem Temperatureffekt ergibt, berechnet sich bei einem Abstand des Kondensatorspaltes zur Symmetrieachse von 200 μm und einer Spaltweite von 4 μm zu $2.9 \cdot 10^{-4}$ 1/K.

b. Verringerung der Kondensatorspaltweite durch eine Verformung der Gegenelektrode

Die fest auf dem Substrat haftende Gegenelektrode hat aufgrund von Wechselwirkungen bei einer Temperaturänderung an der Grenzschicht Struktur-Substrat eine andere Ausdehnung als an der Oberfläche (vgl. Abb. 7). Die

Gegenelektrode ragt deshalb in den Kondensatorspalt hinein, was zu einer hier vereinfachend als parallel angenommenen effektiven Änderung der Spaltweite führt.

$$\Delta y_{Gi}(\vartheta) = -y_G \cdot \alpha_{\text{eff}} \cdot (\vartheta - \vartheta_0) \quad (29)$$

Δy_{Gi} Veränderung der Kondensatorspaltweite durch eine Verformung der Gegenelektrode
 y_G Breite der Gegenelektrode
 α_{eff} Ausdehnungskoeffizient, der die effektive Verformung der Gegenelektrode beschreibt

Da auch die Verformung der Gegenelektrode auf die unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten von Substrat- und Gegenelektrodenmaterial zurückzuführen ist, besteht die einzige Möglichkeit, die Verformung so gering wie möglich zu halten, in der Minimierung ihrer Breite.

Die aus der Verformung der Gegenelektrode resultierende relative Kapazitätzunahme beträgt bei einer 50 μm breiten Gegenelektrode $0.66 \cdot 10^{-4}$ 1/K.

c. Kapazitätzunahme durch eine Ausdehnung der Kondensatorfläche

Die Strukturen, die die Kondensatorfläche bilden, können sich in vertikaler Richtung frei ausdehnen. Unter der konservativen Abschätzung, daß sich die Gegenelektrode auch in horizontaler Richtung frei ausdehnen kann, ergibt sich eine Kondensatorfläche von

$$A(\vartheta) = A_0 \cdot [1 - \alpha_{Ni} \cdot (\vartheta - \vartheta_0)]^2 \quad (30)$$

Die relative Kapazitätzunahme beträgt

$$\frac{A(\vartheta) - A_0}{A_0 \cdot (\vartheta - \vartheta_0)} = \frac{(1 - \alpha_{Ni} \cdot (\vartheta - \vartheta_0))^2 - 1}{(\vartheta - \vartheta_0)} \cong 0.26 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K} \quad (31)$$

Anhand dieser Abschätzung wird deutlich, daß die Veränderung des Kondensatorspaltes mit etwa $3.5 \cdot 10^{-4}$ 1/K den wesentlichen Beitrag zum Temperaturgang liefert, während die Flächenveränderung eine untergeordnete Rolle spielt. Sie wird deshalb in der folgenden analytischen Darstellung vernachlässigt, um die Übersichtlichkeit zu erhöhen. Es sei jedoch darauf hingewiesen, daß sie bei der numerischen Sensorsimulation in das Ergebnis eingeht.

d. Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit

Die Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit wird sowohl von der Veränderung des Elastizitätsmoduls des Biegezugmaterials

$$E_m(\vartheta) = E_{m0} \cdot (1 + \alpha_{Em} \cdot (\vartheta - \vartheta_0)) \quad (32)$$

als auch von der Geometrieänderung der Biegezugung in Abhängigkeit von der Temperatur bestimmt. Dabei kann die Biegezugung sich in alle Richtungen frei ausdehnen. Beide Effekte gehen in die Berechnung der Federkonstanten ein, die für die Bestimmung der Empfindlichkeit wesentlich ist. Es ergibt sich für die Temperaturabhängigkeit der Federkonstanten:

$$\begin{aligned} k(\vartheta) &= \frac{12 \cdot E_m(\vartheta) \cdot I_y(\vartheta)}{l(\vartheta)^3} \\ &\cong \frac{E_m \cdot b^3 \cdot h}{\beta^3} [1 + (\alpha_{Ni} + \alpha_{Em}) \cdot (\vartheta - \vartheta_0)] \end{aligned} \quad (33)$$

α_{Ni} Ausdehnungskoeffizient des Materials i
 α_{Em} Temperaturkoeffizient des Elastizitätsmoduls

Die Federkonstante besitzt demnach einen Temperaturkoeffizienten von

$$\alpha_k = \alpha + \alpha_{Em} = (13,1 \cdot 10^{-6} - 2,25 \cdot 10^{-4}) K^{-1} = -2,12 \cdot 10^{-4} K^{-1}, \quad (34)$$

woraus sich ein Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit von

$$E(\vartheta) \cong \frac{M}{k(\vartheta) \cdot y_0} \cong \frac{M}{y_0} \cdot \frac{L^3}{E_m \cdot b^3 \cdot h} \cdot [1 - \alpha_k \cdot (\vartheta - \vartheta_0)] \quad \alpha_E = 2,12 \cdot 10^{-4} K^{-1} \quad (35)$$

berechnet.

Unter Berücksichtigung der unter a) bis d) aufgeführten temperaturbedingten Geometrie- und Materialänderungen ergibt sich die Berechnungsformel für eine Sensorkapazität des in Abb. 3 dargestellten Sensors zu

$$C_{1,2}(a, \vartheta) = \frac{\epsilon_0 A_0 (1 - \alpha_G (\vartheta - \vartheta_0))^2}{[y_0 (1 \pm E(\vartheta)a \pm Lf) - y_1 \Delta\alpha (\vartheta - \vartheta_0) - y_G \alpha_{\text{eff}} (\vartheta - \vartheta_0)]} \quad (36)$$

$$\approx \frac{\epsilon_0 A_0}{[y_0 (1 \pm E(\vartheta)a \pm Lf) - y_1 \Delta\alpha (\vartheta - \vartheta_0) - y_G \alpha_{\text{eff}} (\vartheta - \vartheta_0)]}$$

Der Temperaturgang der Kapazität kann bei der in Abb. 3 dargestellten einfachen Konstruktion des Beschleunigungssensors nicht eliminiert werden, und die Minimierung des Temperaturgangs ist an die Bedingungen aus dem Prozeß gebunden.

2.3.2. Grundlegende Idee einer inhärenten Temperaturkompensation

Eine effektive Temperaturkompensation kann jedoch durch die Kombination von Sensorteilen erreicht werden, die gleichsinnig auf eine Beschleunigung, aber gegensinnig auf eine Temperaturänderung reagieren. Eine Verschaltung der beiden Teilsensoren führt zu einem Sensor, der einen nahezu verschwindenden Temperaturgang besitzt. Abb. 8 zeigt die Skizze eines Sensorelementes, das die grundlegende Idee der Temperaturkompensation veranschaulicht.

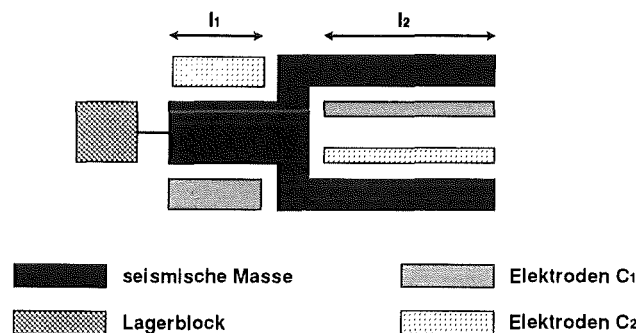


Abb. 8: Grundlegende Idee eines einfachen, temperaturkompensierten Sensorelementes

Bei dem der Biegezugung zugewandten Teil des Sensors dehnt sich die seismische Masse stärker aus als das darunterliegende Substrat, so daß dieser Teil einen positiven Temperaturkoeffizienten besitzt. Bei dem anderen Sensorteil öffnet sich das Gabelende stärker als das darunterliegende Substrat. Dieser Sensorteil hat deshalb einen negativen Temperaturkoeffizienten. Durch das Parallelschalten der entsprechenden Kapazitäten und eine Anpassung der Verhältnisses l_1/l_2 kann der Temperaturgang drastisch reduziert werden. Im folgenden sollen Konstruktionsparameter dargestellt werden, die sich aus der Forderung nach einer temperaturunabhängigen Sensorkapazität ableiten lassen.

2.3.3. Herleitung von Konstruktionsparametern aus einem analytischen Modell

Zur Berechnung der Teilkapazitäten $C_{1p,2p}$ mit positivem Temperaturkoeffizient kann Gl. 36 verwendet werden. Die Teilkapazitäten $C_{1n,2n}$ mit negativem Temperaturkoeffizienten berechnen sich in analoger Weise. Zur Vereinfachung wird die Berechnung der Temperaturkompensation für den Sensor in Ruhelage ($a=0$) durchgeführt.

$$C_{1p,2p}(0, \vartheta) = \frac{\varepsilon_0 \cdot A_{0p}}{\left[y_{0p} \pm \Delta y_{Lf} - y_p \cdot \Delta\alpha \cdot (\vartheta - \vartheta_0) - y_{Gp} \cdot \alpha_{eff} \cdot (\vartheta - \vartheta_0) \right]} \quad (37)$$

$$C_{1n,2n}(0, \vartheta) = \frac{\varepsilon_0 \cdot A_{0n}}{\left[y_{0n} \pm \Delta y_{Lf} + y_n \cdot \Delta\alpha \cdot (\vartheta - \vartheta_0) - y_{Gn} \cdot \alpha_{eff} \cdot (\vartheta - \vartheta_0) \right]} \quad (38)$$

C_{in} Teilkondensator mit negativem Temperaturgang
 C_{ip} Teilkondensator mit positivem Temperaturgang

Da die Kapazitäten C_{in} und C_{ip} nicht mehr zwingend die gleiche Spaltweite besitzen müssen, darf die Veränderung der Spaltweite durch einen Lagefehler nicht mehr relativ zur idealen Kondensatorspaltweite angegeben werden.

Für die Kapazität C_1 soll der Optimierungsprozeß exemplarisch diskutiert werden. Die Sensorkapazität soll nicht von der Temperatur abhängig sein. Dies führt zu der Forderung

$$\frac{dC_1}{d\vartheta} = \frac{d(C_{ip} + C_{in})}{d\vartheta} = f(\vartheta) \stackrel{!}{=} 0 \quad (39)$$

Eine Ausführung der Differentiation und die Ausmultiplikation der Gleichung führt zu einem Polynom zweiter Ordnung. Bei einem Koeffizientenvergleich ergeben sich folgende Bedingungen:

$$\begin{aligned} \vartheta^0: & \frac{A_p \cdot (y_p \cdot \Delta\alpha + y_{Gp} \cdot \alpha_{eff}) \cdot (y_{0n} \pm \Delta y_{Lf})}{A_n \cdot (y_n \cdot \Delta\alpha - y_{Gn} \cdot \alpha_{eff}) \cdot (y_{0p} \pm \Delta y_{Lf})} - 1 = 0 \\ \vartheta^1: & \frac{(y_p \cdot \Delta\alpha + y_{Gp} \cdot \alpha_{eff})}{(y_n \cdot \Delta\alpha - y_{Gn} \cdot \alpha_{eff})} + 1 = 0 \\ \vartheta^2: & \frac{(y_p \cdot \Delta\alpha + y_{Gp} \cdot \alpha_{eff})^2}{(y_n \cdot \Delta\alpha - y_{Gn} \cdot \alpha_{eff})^2} - 1 = 0 \end{aligned} \quad (40)$$

y_{0i} Spaltweite des Kondensators i
 Index n Kondensator mit negativem Temperaturkoeffizient
 Index p Kondensator mit positivem Temperaturkoeffizient

Ziel der Optimierung des Temperaturverhaltens ist ein kleiner Temperaturgang, der stabil gegenüber herstellungsbedingten Lagefehlern ist. Die Temperaturkompensation ist genau dann von einem Lagefehler unabhängig, wenn sich die entsprechenden Terme aus der Bedingung für ϑ^0 herauskürzen lassen, also wenn gilt:

$$y_{0n} = y_{0p} = y_0 \quad (41)$$

Die Spaltweiten der beiden Teilkondensatoren, die gegenseitig ihren Temperaturgang kompensieren, müssen demnach gleich groß sein. Die Bedingung für ϑ^0 kann dann durch das Anpassen des Kondensatorflächenverhältnisses erfüllt werden.

$$\frac{A_n}{A_p} = \frac{(y_p \cdot \Delta\alpha + y_{Gp} \cdot \alpha_{\text{eff}})}{(y_n \cdot \Delta\alpha - y_{Gn} \cdot \alpha_{\text{eff}})} \quad (42)$$

Werden diese beiden Bedingungen erfüllt, so verschwindet der Gradient des Temperaturganges im Arbeitspunkt ϑ_0 . Die Bedingung für ϑ^1 kann nicht erfüllt werden, da (vgl. 2.3.1.a und 2.3.1.b)

$$|y_i \cdot \Delta\alpha| > |y_{Gi} \cdot \alpha_{\text{eff}}| \quad (43)$$

Die Bedingung für ϑ^2 ist näherungsweise erfüllt, wenn die durch die Verformung der Gegenelektrode hervorgerufene Spaltweitenänderung klein ist und die Abstände der Kondensatorspalte gleich weit von der Symmetrieachse entfernt sind.

$$|y_i \cdot \Delta\alpha| \gg |y_{Gi} \cdot \alpha_{\text{eff}}| \quad (44)$$

$$|y_{pi}| = |y_{ni}| = |y_i| \quad (45)$$

Der Ausdruck zur Berechnung der resultierenden Kapazität eines Kondensatorpaares errechnet sich unter diesen Bedingungen zu (Gl.46)

$$C_{1,2}(a, \vartheta, Lf) = \frac{2 \cdot \epsilon_0 \cdot A_0}{(y \cdot \Delta\alpha - y_G \cdot \alpha_{\text{eff}})} \frac{y \cdot \Delta\alpha \cdot y_0 (1 \pm E(\vartheta) \cdot a \pm Lf) - 2 \cdot y \cdot \Delta\alpha \cdot y_G \cdot \alpha_{\text{eff}} \cdot (\vartheta - \vartheta_0)}{[y_0 \cdot (1 \pm E(\vartheta) \cdot a \pm Lf) - y_G \cdot \alpha_{\text{eff}} \cdot (\vartheta - \vartheta_0)]^2 - [y \cdot \Delta\alpha \cdot (\vartheta - \vartheta_0)]^2}$$

Damit ergibt sich unter Beachtung der Konstruktionsbedingungen (Gl.41-45) und mit der Näherung

$$|y_i \cdot \Delta\alpha| \gg |y_{Gi} \cdot \alpha_{eff}| \quad (47)$$

der relative Nullpunktsfehler der Sensorkapazitäten zu

$$1 - \frac{C_{1,2}(0, \vartheta)}{C_{1,2}(0, \vartheta_0)} = \frac{[y \cdot \Delta\alpha \cdot (\vartheta - \vartheta_0)]^2}{[y_0 \cdot (1 \pm Lf)]^2 - [y \cdot \Delta\alpha \cdot (\vartheta - \vartheta_0)]^2} \quad (48)$$

Um den relativen Nullpunktsfehler der Kapazität zu minimieren, muß der Kondensatorspalt y_0 groß und der Abstand y des Kondensatorspaltes von der Symmetrieachse des Sensors klein gewählt werden.

Unter der Voraussetzung, daß die seismische Masse keinen Lagefehler besitzt, errechnet sich die Empfindlichkeit mit Gl. 18 für $E(\vartheta)$ zu

$$E_c(a, \vartheta) = \frac{(\Delta\alpha^2 (\vartheta - \vartheta_0)^2 \cdot y^2 + y_0^2 \cdot (1 + a \cdot E(\vartheta)))}{(\Delta\alpha^2 (\vartheta - \vartheta_0)^2 \cdot y^2 - y_0^2 \cdot (1 + 2 \cdot a \cdot E(\vartheta) + a^2 \cdot E(\vartheta)^2))} E(\vartheta) \quad (49)$$

Der Ausdruck ist geprägt von der in Gl. 35 dargestellten Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls und weniger von einer Spaltweitenvariation.

2.4. Ergänzende Anforderungen an das Sensordesign

Neben den Randbedingungen, die aus dem mechanischen und dem thermischen Verhalten des Sensorelementes folgen, müssen noch Randbedingungen beachtet werden, die sich aus der Auswertung des Sensorelementes und dem Herstellungsprozeß ergeben.

2.4.1. Anforderungen an das Sensordesign bei Auswertung des Sensors nach dem Kompensationsverfahren

Bisher wurde davon ausgegangen, daß die Auslenkung der seismischen Masse kapazitiv erfaßt wird (Ausschlagsprinzip). Eine andere Art der Auswertung ist das Kompensationsprinzip, bei dem die angreifenden Trägheitskräfte kompensiert werden, so daß die seismische Masse in ihrer Ruhelage bleibt. Da es sich bei dem Sensorelement um einen kapazitiven Differentialsensor handelt, bieten sich elektrostatische Kräfte zur Kraftkompensation an. Die Summe der in mehreren

Teilkondensatoren entstehenden elektrostatischen Kräfte muß dabei in y-Richtung genauso groß sein, wie die angreifende Trägheitskraft

$$M \cdot a = \sum_i F_{el_i} \quad (50)$$

F_{el_i} elektrostatische Kraft, die im Teilkondensator i erzeugt wird

Um ein Verdrehen der seismischen Masse um die z-Achse zu verhindern, muß die Summe der elektrostatischen Kräfte im Schwerpunkt angreifen, da nur in diesem Fall das resultierende Drehmoment verschwindet.

$$M_a + \sum_i M_{el_i} = 0 \quad (51)$$

M_a Drehmoment, das durch die Trägheitskraft entsteht

M_{el_i} Drehmoment, das durch die elektrostatischen Kräfte des Teilkondensators i erzeugt wird

Daraus läßt sich folgern, daß der Flächenschwerpunkt der Kondensatorflächen im Schwerpunkt der seismischen Masse liegen muß, um einer Torsion der seismischen Masse vorzubeugen.

2.4.2. Herstellungsbedingte Anforderungen an das Sensordesign

Die Kondensatorspalte des Beschleunigungssensors liegen in der Negativform aus PMMA als dünne Stege vor, die zum einen extrem schmal sind (3-5 μm), zum anderen möglichst hoch sein sollen (200-300 μm). Eine solche Wand kann nicht über beliebige Längen frei stehen, so daß zur Stabilisierung Stützstrukturen eingearbeitet werden müssen. Günstig erscheint es dabei, über die Stützstrukturen die dünnen Kondensatorstege mit dem umgebenden großflächigen Resist zu verbinden. Dadurch wird die Haftfläche der Stege auf dem Substrat vergrößert, so daß eine Loslösung der Stege vom Substrat weniger wahrscheinlich wird. Abb. 9 zeigt eine schematische Darstellung des Stützmechanismus.

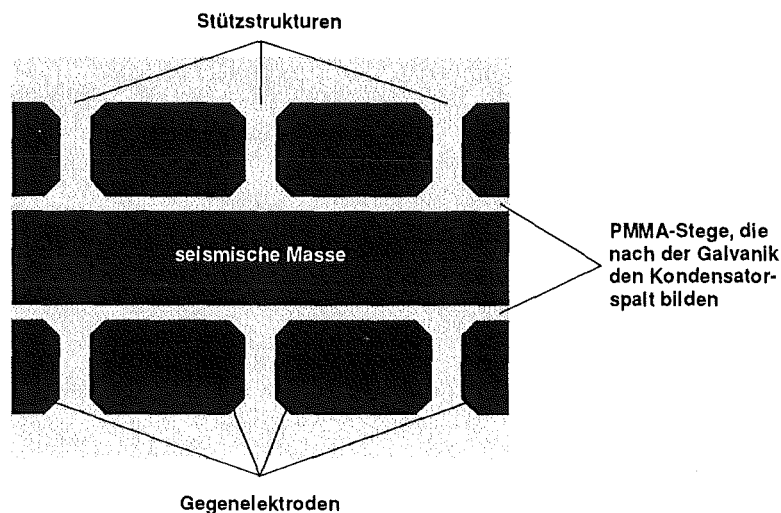


Abb. 9: Schematische Darstellung der Stützstrukturen für die Kondensatorstege aus PMMA
grau = PMMA, schwarz = aufzugalvanisierender Hohlraum

Um eine Spannungsüberhöhung in den Strukturecken zu vermeiden, wird eine Eckverrundung durchgeführt. Die Eckverrundung geschieht über Baud-Kurven, die an diesen Belastungsfall angepaßt wurden [Bur91, Mat89]. Die durch die Stützstrukturen in mehrere Segmente aufgeteilten Gegenelektroden müssen auf einer durchlaufenden Kontaktierungsschicht stehen, die die zusammengehörenden Segmente elektrisch miteinander verbindet. Untersuchungen zum Sensordesign der ersten Generation, bei denen eine Variation der Kondensatorspaltweite durchgeführt wurde, haben gezeigt, daß eine Kondensatorspaltweite von $4\ \mu\text{m}$ nicht unterschritten werden sollte, da ansonsten die Defektwahrscheinlichkeit des Sensors bei großen Strukturhöhen zu groß wird. Eine sich alle $100\ \mu\text{m}$ wiederholende Stützstruktur mit einer Breite von $10\ \mu\text{m}$ stellt einen guten Kompromiß zwischen effektiver Abstützung und nicht zu großem Flächenverlust des Kondensators dar. Eine Optimierung der Stützstrukturbreite unter dem Gesichtspunkt einer optimalen Dämpfung des Sensorelementes ist in Kapitel 2.5.3 dargestellt.

Eine weitere wichtige Designgröße ist die Breite der seismischen Masse. Bei der Herstellung von Beschleunigungssensoren hat sich bei einer Variation der Breite der seismischen Masse und der Gegenelektroden gezeigt, daß für eine sichere Haftung der Gegenelektroden auf dem Substrat und eine gleichzeitige sichere Lage der seismischen Masse auf der Opferschicht bei den derzeitigen Toleranzen eine Breite der Strukturen von jeweils $50\ \mu\text{m}$ nicht unterschritten werden darf.

2.5. Beschreibung des resultierenden Sensorelementes

Im folgenden wird ein 1g-Sensorelement vorgestellt, bei dem die dargestellten Richtlinien umgesetzt wurden, und die diskutierten Kenngrößen werden berechnet. Abb. 10 zeigt die schematische Darstellung des resultierenden Sensordesigns.

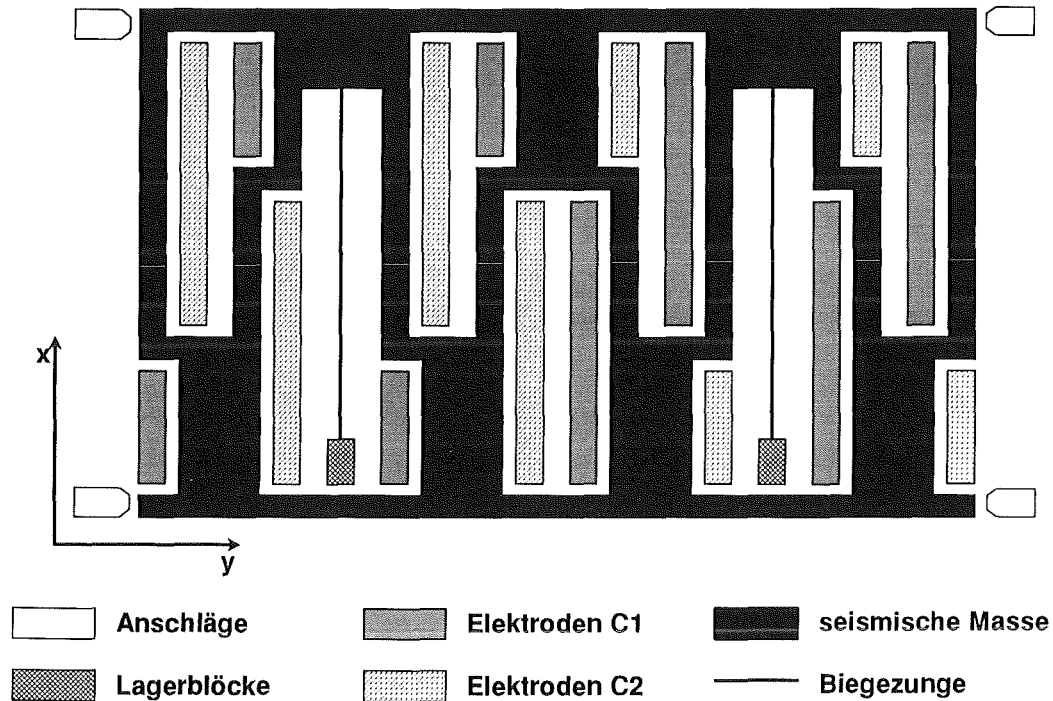


Abb. 10: Schematische Darstellung eines Beschleunigungssensors in LIGA-Technik mit hoher Grundkapazität, Temperaturkompensation, paralleler Auslenkung der seismischen Masse, Überlastschutz und Überlastanzeige

Die schwarz eingezeichnete seismische Masse, die als komplexe Rahmenstruktur zu erkennen ist, ist an zwei Biegegeugen aufgehängt. Die Mittelpunkte der Biegegeugen liegen in x-Richtung auf derselben Höhe wie der Schwerpunkt der seismischen Masse, so daß eine parallele Bewegung sichergestellt ist. Die zur Temperaturkompensation notwendige Gabelstruktur ist symmetrisch zur Symmetrielinie des Sensors angeordnet, die Randbedingungen aus Kapitel 2.3, nämlich gleiche Entfernung der Kondensatorspalte von der Symmetrieachse für sich kompensierende Kondensatoren, wurde eingehalten. Durch eine 4-fache Schachtelung der Gabelstruktur wird eine hohe Grundkapazität erreicht. Der Flächenschwerpunkt der Kondensatorflächen und der Schwerpunkt der seismischen Masse fallen zusammen, so daß das Design für eine elektrostatische Lageregelung geeignet ist. Das Sensorelement hat in x-Richtung eine Länge von $3030 \mu\text{m}$, in y-Richtung eine Ausdehnung von $1392 \mu\text{m}$. Die Balkenbreite der seismischen Masse beträgt $50 \mu\text{m}$. Die Gegenelektroden sind, im Gegensatz zur Darstellung in Abb. 10, in Segmente von $50 \mu\text{m} \cdot 100 \mu\text{m}$ aufgeteilt, um eine bessere Stegabstützung zu

ermöglichen. Die Anschläge, die seitlich der seismischen Masse angeordnet sind, beschränken deren Auslenkung auf $3.5 \mu\text{m}$. Bei der Berechnung der Sensorkenngrößen wird von einer Sensorhöhe von $200 \mu\text{m}$ ausgegangen.

Die in dieser Arbeit hergestellten 1g-, 2g- und 5g-Sensorelemente sollen eine Empfindlichkeit E_0 von 20%/FSO (FSO=Full-Scale-Output=Nennmeßbereich) besitzen. Daraus ergibt sich z.B. für das 1g-Sensorelement mit der Masse

$$M = h \cdot 1.66 \cdot 10^{-2} \frac{\text{kg}}{\text{m}}$$

und einer Spaltweite bei Raumtemperatur von

$$y_0 = 4 \mu\text{m}$$

eine Federkonstante von

$$k = \frac{M}{E_0 \cdot y_0} = h \cdot 2.03 \cdot 10^5 \frac{\text{N}}{\text{m}^2} .$$

Die Resonanzfrequenz des Sensors ist nach Gl. 19 unabhängig von der Höhe

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{k}{M}} = 557 \text{ Hz} .$$

Aus diesen Bedingungen wird die Breite der beiden Biegezugungen bei einer Biegezugungenlänge von

$$l = 1.82 \cdot 10^{-3} \text{m}$$

bestimmt durch

$$b = \sqrt[3]{\frac{l^3 \cdot M}{2 \cdot E_m \cdot h \cdot y_0 \cdot E_0}} = 14.5 \cdot 10^{-6} \text{m} .$$

Die maximal auftretende mechanische Spannung errechnet sich aus

$$\sigma_{x_{\text{max}}} = \frac{a \cdot M \cdot l \cdot b}{2 \cdot I_y} = 8.5 \text{ MPa},$$

bleibt also deutlich unter der in Kapitel 2.2.4 angegebenen Grenze von 15 MPa. Die Resonanzfrequenz der Torsionsbewegung von

$$f_{\varphi_{\text{res}}} = 6753 \text{ Hz}$$

liegt deutlich oberhalb der Resonanzfrequenz der Grundschiwingung. Die Grundkapazität berechnet sich bei einer Fläche von

$$A = h \cdot 10.76 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

zu

$$C_0 = h \cdot 23.8 \cdot 10^{-9} \frac{\text{F}}{\text{m}},$$

was bei einer Höhe von 200 μm zu einer Grundkapazität von 4.5 pF führt.

Zur Verifikation der analytischen Rechnung und zur Beschreibung weiterer Effekte ist dieses Sensorelement mit unterschiedlichen Entwicklungswerkzeugen in mehreren Studien analysiert worden. Die Ergebnisse werden in den folgenden Teilkapiteln dargestellt.

2.5.1. Thermische Nullpunkts- und Empfindlichkeitsdrift

Aufbauend auf der Beschreibung des Sensorelementes kann die thermische Nullpunktsdrift und die thermische Empfindlichkeitsdrift berechnet werden. In Ruhelage ist die Biegezone nicht belastet, die Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls geht damit nicht in die Berechnung des Temperaturverhaltens ein. Abb. 11 zeigt die numerische Berechnung der Sensorkapazität in Ruhelage als Funktion der Temperatur bei idealer Lage der seismischen Masse und einem Lagefehler, der 10 % der Kondensatorspaltweite entspricht.

Es wird deutlich, daß in Ruhelage die Kapazitätsabweichungen in dem Temperaturintervall von -25 bis 125°C unter 0.01 pF liegen. Der herstellungsbedingte Lagefehler ergibt im wesentlichen eine Parallelverschiebung der Simulationskurven. In beiden Fällen ergibt sich ein Temperaturkoeffizient von

$$Tk_{\text{off,C}} = 6 \cdot 10^{-5} \text{ g/K.}$$

$Tk_{\text{off,C}}$ thermische Nullpunktsdrift einer Sensorkapazität

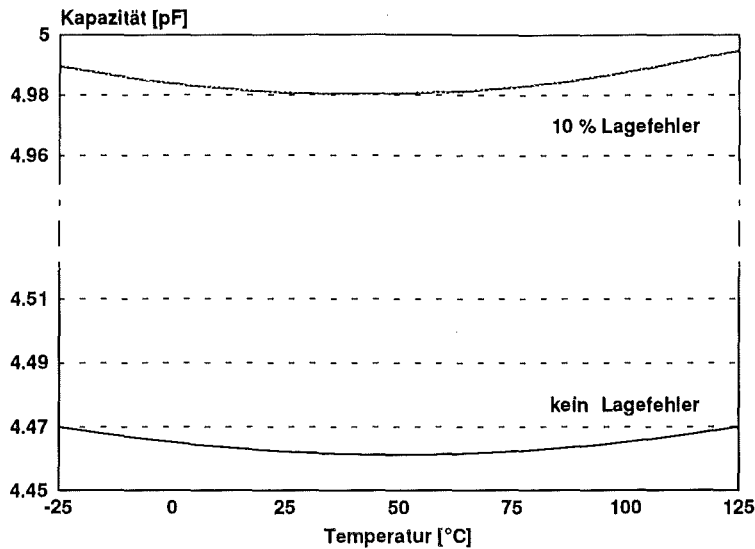


Abb. 11: Berechnung der thermischen Nullpunktsdrift einer einzelnen Kapazität in Abhängigkeit des Lagefehlers der seismischen Masse

Wird die Blattfeder des Beschleunigungssensors belastet, wirkt sich die Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls des Biegezugmaterials auf das Meßverhalten aus. In Abb. 12 ist die Empfindlichkeit des Sensorelementes als Funktion der Temperatur dargestellt.

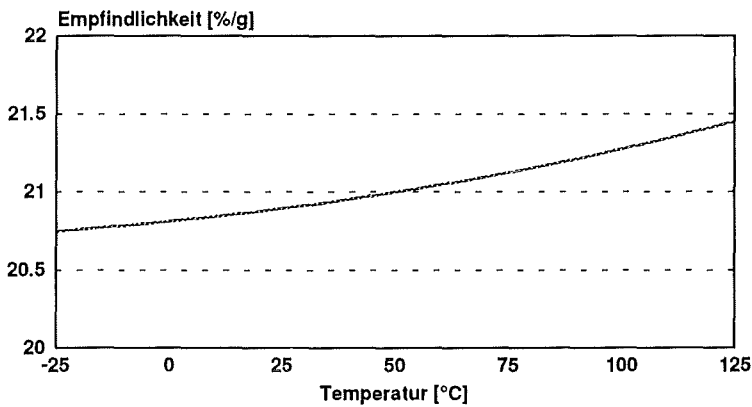


Abb. 12: Berechnung der Empfindlichkeit des Sensorelementes als Funktion der Temperatur

Es ergibt sich unabhängig vom Lagefehler ein Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit von

$$Tk_{E,C} = 2.22 \cdot 10^{-4} / K.$$

$Tk_{E,C}$ thermische Empfindlichkeitsdrift einer Sensorkapazität

2.5.2. Modalanalyse des Sensorelementes

Die in Kapitel 2.2. durchgeführten analytischen Rechnungen bezüglich der Eigenfrequenzen des Systems und der Querempfindlichkeit beschränkten sich auf die Moden erster Ordnung und wurden teilweise unter idealisierten Annahmen durchgeführt. Aus diesem Grund wurde eine Modalanalyse des Sensorelementes mit Hilfe des Finite-Elemente-Programms ANSYS [Ans89] durchgeführt. Dabei werden die Schwingungsmoden von dem Programm selbst errechnet, so daß die Vollständigkeit der Schwingungsmoden in dem untersuchten Frequenzbereich ohne Einschränkung gewährleistet ist. Tab. 1 zeigt eine Übersicht über die unterschiedlichen Schwingungsmoden und gibt die Frequenz an, bei der der Schwingungsmodus auftritt.

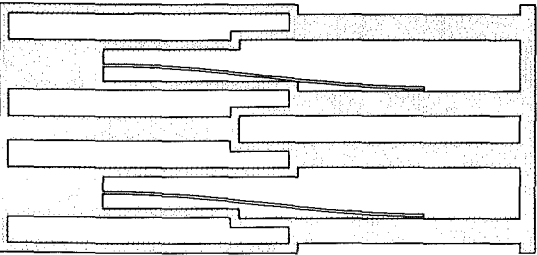
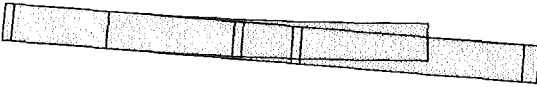
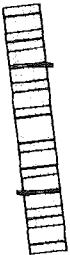

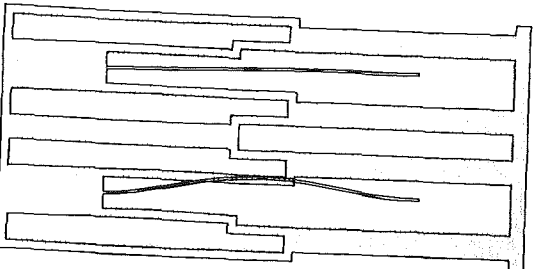
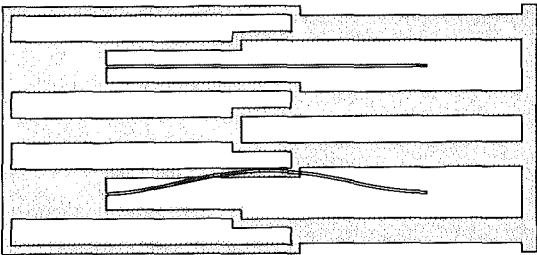
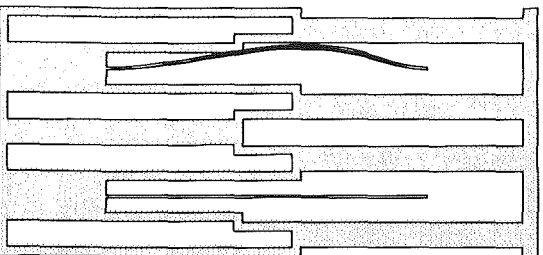
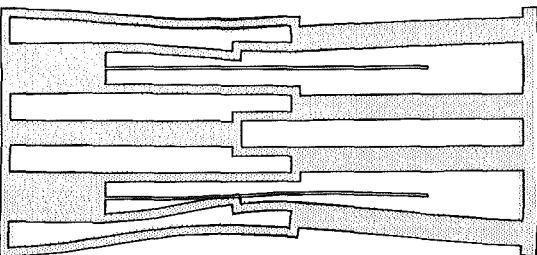
Die Modalanalyse bestätigt die Eigenfrequenz der Grundschiwingung in Meßrichtung von 557 Hz auf 1.7 % genau. Auch die Eigenschwingung der Translation in z-Richtung und die der Schwingung um die x-Achse werden mit geringen Toleranzen (7.7 %, 5.5 %) bestätigt. Damit kann die FEM-Rechnung insgesamt als realistisch angesehen werden.

Wie Tab. 1 zeigt liegen alle höheren Schwingungsmoden mit ihren Eigenfrequenzen deutlich über der Frequenz der Grundschiwingung, so daß durch eine geeignete elektronische Filterung die von ihnen ausgehenden Störeffekte eliminiert werden können.

2.5.3. Dämpfungsverhalten des Sensorelementes

Über die Kenntnis der Schwingungsmoden und der entsprechenden Eigenfrequenzen des Sensors hinaus ist die Dämpfung der Sensorelemente von großer Bedeutung, da sie die Bandbreite im Frequenzbereich bestimmt (vgl. Abb. 5). Die Dämpfung des Feder-Masse-Systems entsteht durch die Rückwirkung von Strömungsvorgängen, die aus der Bewegung der seismischen Masse resultieren. Deshalb wurden die Strömungsvorgänge in den Kondensatorspalten, in den aus der Stützstruktur resultierenden Kanälen und unter der seismischen Masse analysiert und ein Lösungsalgorithmus für die Strömungsvorgänge am Sensormodell entwickelt [Ebe93]. Zur Optimierung der dynamischen Sensordämpfung auf einen Wert $d \approx 0.7$ wird eine Parametervariation durchgeführt, deren Ergebnis hier auf das 1g-Sensorelement übertragen werden soll.

Eine effektive Variation der Dämpfungseigenschaften ist über die Dimensionierung der Stützstrukturbreite (vgl. Abb. 9) zu erreichen. Diese PMMA-Strukturen bilden in der Galvanikstruktur des Sensors Kanäle, die die komprimierte Luft aus dem

 <p>Translationsschwingung in y-Richtung $f_{\text{mod1}} = 567 \text{ Hz}$</p>	 <p>Torsionsschwingung um die y-Achse $f_{\text{mod2}} = 4144 \text{ Hz}$</p>
 <p>Torsionsschwingung um die x-Achse $f_{\text{mod3}} = 6376 \text{ Hz}$</p>	 <p>Translationsschwingung in z-Richtung $f_{\text{mod4}} = 7216 \text{ Hz}$</p>
 <p>1. Oberschwingung in der xy-Ebene $f_{\text{mod5}} = 19947 \text{ Hz}$</p>	 <p>1. Eigenschwingung der Biegezugung $f_{\text{mod6}} = 22024 \text{ Hz}$</p>
 <p>2. Oberschwingung der Biegezugung $f_{\text{mod7}} = 28386 \text{ Hz}$</p>	 <p>Eigenschwingung des Rahmens $f_{\text{mod8}} = 48451 \text{ Hz}$</p>

Tab. 1: Darstellung der mit ANSYS errechneten Schwingungsmoden des temperaturkompensierten LIGA-1g-Sensorelementes

Kondensatorspalt ableiten. Eine Verkleinerung der Kanalbreite bzw. der Stützstruktur führt zu einer Erhöhung des Strömungswiderstandes und sollte damit eine Erhöhung der Sensordämpfung zur Folge haben.

Abb. 13 zeigt die Dämpfungskonstante des Sensorelementes als Funktion der Auslenkung der seismischen Masse bei einer Strukturhöhe von 200 µm. Als Parameter wurde die Breite der Stützstruktur variiert.

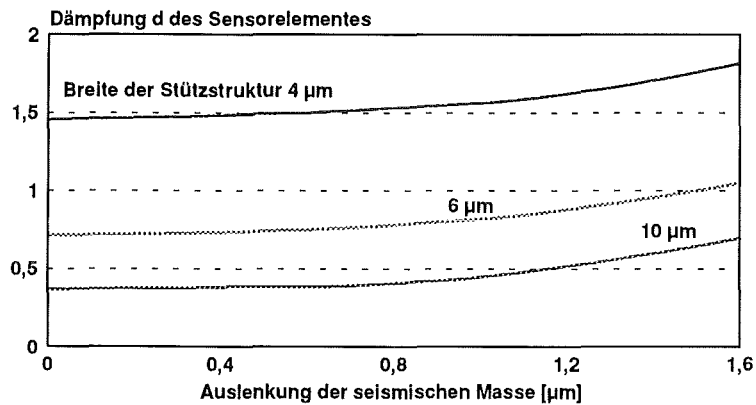


Abb. 13: Dämpfungskonstante des Sensorelementes als Funktion der Auslenkung der seismischen Masse, 4 µm Kondensatorspaltweite, Stützstrukturbreite parametrisiert 10, 6, 4 µm

Die Dämpfung steigt mit steigender Auslenkung der seismischen Masse an, wobei die relative Zunahme der Dämpfung mit steigender Stützstrukturbreite wächst. Bei einer Auslenkung von 20 % der Kondensatorspaltweite, wie sie bei Nennbeschleunigung erreicht wird, beträgt bei einer Stützstrukturbreite von 10 µm die maximale relative Änderung der Dämpfung 15 %. Damit ist die lineare Beschreibung der Dynamik des Feder-Masse-Systems gerechtfertigt.

Nach Abb. 13 kann die Dämpfung des 1g-Sensorelementes durch die geeignete Dimensionierung der Stützstruktur zwischen 0.4 und 1.4 eingestellt werden. In diesem Intervall liegt auch der aperiodische Grenzfall $d=1/\sqrt{2}$ und der Kriechfall $d=1$, so daß eine ideale Dämpfung des Sensorelementes über die Dimensionierung der Stützstrukturen erreicht werden kann.

Strukturhöhe	100 µm	200 µm	400 µm
Dämpfung $d(\Delta y=0)$	0.48	0.72	0.9

Tab. 2: Dämpfung des LIGA-Beschleunigungssensorelementes für $\Delta y=0$ als Funktion der Strukturhöhe, Kondensatorspalt 4 µm, Breite der Stützstruktur 6 µm

Wie Tab. 2 zu entnehmen ist, wächst die Dämpfung mit der Strukturhöhe nur wenig an, wobei dieses Ansteigen mit steigender Strukturhöhe abnimmt. Im Bereich der realisierbaren Strukturhöhe von 200-300 μm beträgt die Variation der Dämpfung 0.09, so daß von einer untergeordneten Variation der Dämpfung durch die Strukturhöhe ausgegangen werden kann. Damit kann für das 1g-Sensorelement bei den realisierbaren Strukturhöhen eine Breite der Stützstruktur von 6 μm als ideal betrachtet werden.

2.5.4. Thermisches Rauschen des Sensorelementes

Die Präzision des Sensorelementes wird durch seine Auflösung bestimmt, die durch das thermischen Rauschen des Sensorelementes festgelegt wird. Aus der Thermodynamik ist bekannt, daß der Betrag der inneren Energie eines Systems statistischen Schwankungen unterworfen ist. Aufgrund dieser Schwankungen tauscht jedes System an den thermodynamischen Schnittstellen Energie aus. Nach dem Äquipartitionsprinzip teilt sich die innere Energie auf die Schnittstellen gleich auf [Krö94, Yu92, Ger89, Kro86].

In Analogie zu einem RLC-Schwingkreis, der im thermodynamischen Sinn dieselben Eigenschaften wie ein gedämpftes Feder-Masse-System besitzt, errechnet sich die an der seismischen Masse angreifende Rauschkraft analog zur Rauschspannung an einem elektrischen Widerstand zu

$$F_r^2 = \int_0^{\infty} 4 \cdot k_B \cdot \vartheta \cdot \delta \, d\omega \quad (52)$$

F_r thermisch bedingte Rauschkraft, die an dem Feder-Masse-System angreift
 k_B Boltzmann-Konstante

Um auf die Auslenkung des Systems zu schließen, muß die Leistungsübertragungsfunktion $L_{Y,F}(\omega)$ berechnet werden.

$$L_{Y,F}(\omega) = \left| \frac{Y(j\omega)}{F(j\omega)} \right|^2 = \frac{1}{k^2} \frac{1}{(1 - T^2 \cdot \omega^2)^2 + 4 \cdot d^2 \cdot T^2 \cdot \omega^2} \quad (53)$$

$L_{Y,F}(\omega)$ Leistungsübertragungsfunktion für die Berechnung der Rauschleistung der Auslenkung bei Vorgabe der Rauschleistung der angreifenden Kraft

Die effektive, durch Rauschen hervorgerufene Auslenkung $\Delta y_{r,\text{eff}}$ ergibt sich damit zu

$$\Delta y_{r,eff} = \sqrt{\frac{4 \cdot k_B \cdot \vartheta \cdot \delta}{2 \cdot \pi \cdot k^2} \int_0^{\infty} \frac{1}{(1 - T^2 \cdot \omega^2)^2 + 4 \cdot d^2 \cdot T^2 \cdot \omega^2} d\omega} \quad (54)$$

$\Delta y_{r,eff}$ effektive Rauschsauslenkung

Die numerische Lösung dieses Ausdrucks in Abhängigkeit von der Sensordämpfung d ergibt, daß die effektive Rauschsauslenkung ca. $10^{-5} \mu\text{m}$ beträgt. Die daraus resultierende Auflösung des Sensorelementes beträgt bei dem 1g-Sensorelement mit der Resonanzfrequenz von 557 Hz $1.25 \cdot 10^{-5} \text{ g}$.

Die Auslenkung nimmt mit wachsender Dämpfung nur geringfügig ab ($y_{r,eff}(d=0.1)=9.9795 \cdot 10^{-6} \mu\text{m}$, $y_{r,eff}(d=2)=9.9788 \cdot 10^{-6} \mu\text{m}$), obwohl sie maßgeblich zu einer Verringerung der Rauschkraft führt. Der Grund liegt in der mit einer geringen Dämpfung verbundenen großen Resonanzüberhöhung, die zu einem starken Anwachsen des Integrals führt. Die Auflösung des Sensorelementes wird demnach nicht maßgeblich durch die Dämpfung beeinflusst. Für eine Optimierung des Signal zu Rauschverhältnisses kann deshalb nur die Bandbreite des Sensors auf den für den Anwendungsbereich notwendigen Spektralbereich reduziert werden.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß die Leistungsübertragungsfunktion von dem System abhängt, das das Sensorelement auswertet. Im Kapitel 3 wird deshalb über die hier dargestellte Rauschanalyse hinaus das Rauschverhalten in Abhängigkeit der Auswertestrategie diskutiert.

2.6. Messungen an dem realisierten Sensorelement

Das in Kapitel 2.5 vorgestellte Sensordesign wurde hergestellt und charakterisiert. Abb. 14 zeigt eine Raster-Elektronen-Mikroskop (REM) Aufnahme eines gesamten Sensorelementes, Abb. 15 zeigt Detailaufnahmen der Anschläge und der Entlüftungskanäle, die in der Resist-Negativform die Stützstrukturen darstellen.

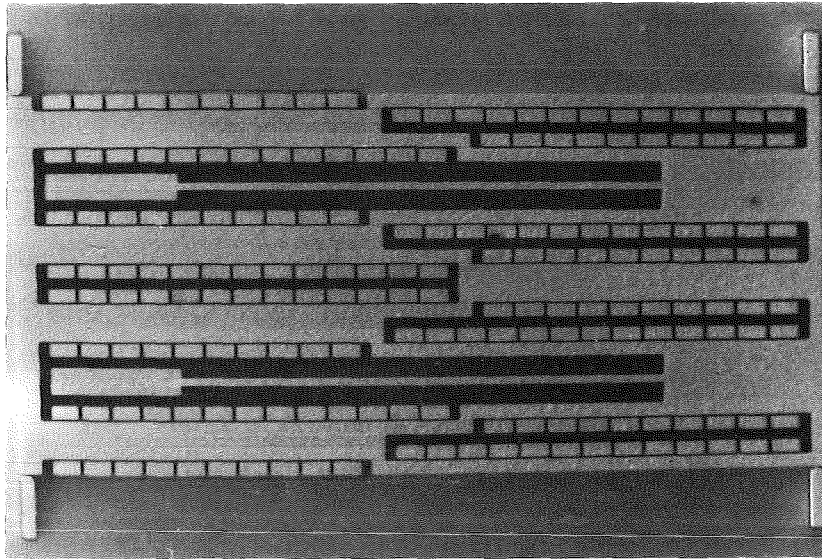


Abb. 14: Gesamtansicht des realisierten Beschleunigungssensorelementes

a)

b)

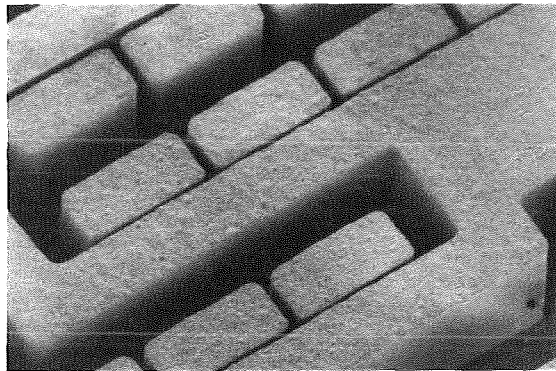
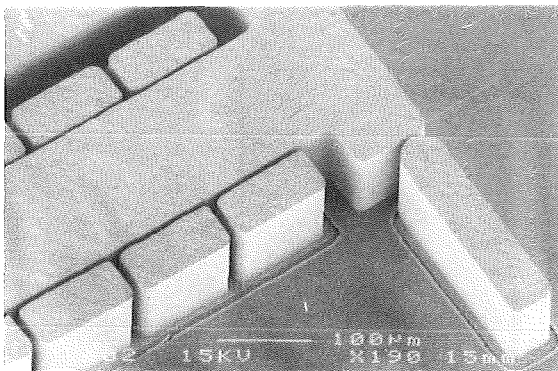


Abb. 15: Detailaufnahmen des realisierten Beschleunigungssensorelementes
a) Anschläge der seismischen Masse
b) Entlüftungskanäle, die die Dämpfung des Sensorelementes bestimmen

Entgegen den bisher diskutierten idealen Sensordaten standen aus prozeßtechnischen Gründen nur 5g- und 2g-Sensorelemente mit einer Spaltweite von $3.8 \mu\text{m}$ und 1g-Sensorelemente mit einer Spaltweite von $2.9 \mu\text{m}$ zur Verfügung. Soweit wie möglich wird das 1g-Sensorelement zur Überprüfung der theoretischen Dimensionierung herangezogen. Falls abweichend davon das 5g- oder 2g-Sensorelement verwendet wird, wird ausdrücklich darauf hingewiesen.

Zur Charakterisierung des Sensorelementes wurden sowohl die statischen als auch die dynamischen Sensoreigenschaften bestimmt. Durch mechanische und thermische Wechsellastversuche und Beschleunigungsschocks wurde die Robustheit des Sensors nachgewiesen.

2.6.1. Temperaturabhängigkeit des statischen Meßverhaltens

Zur Qualifizierung der statischen Eigenschaften des Sensorelementes wurde ein Neigetisch aufgebaut, der die Drehung des Sensors im Schwerfeld der Erde zuläßt. Ein Stellmotor in Kombination mit einem Präzisionswinkelgeber erlaubt die Einstellung der Winkel auf 0.1° genau, was einer maximalen Beschleunigungsabweichung von 3 mg entspricht. Über ein Peltier-Element kann das Sensorelement im Bereich von $-10 \dots 100 \text{ }^\circ\text{C}$ auf $0.2 \text{ }^\circ\text{C}$ genau temperiert werden, so daß der Temperaturgang des Sensorelementes in Abhängigkeit von der Beschleunigung ermittelt werden kann. Die Sensorkapazität wird mit einer Kompensationsmeßbrücke HP4278A aufgenommen. Eine Steuerung des Aufbaus über einen Personal Computer (PC) erlaubt eine genaue, effiziente und zeitsparende statische Charakterisierung der Sensorelemente.

Abb. 16 vergleicht das auf diese Weise aufgenommene statische Meßverhalten bei Raumtemperatur mit den Simulationsergebnissen für das 1g-Sensorelement mit einer Spaltweite von $2.8 \text{ } \mu\text{m}$.

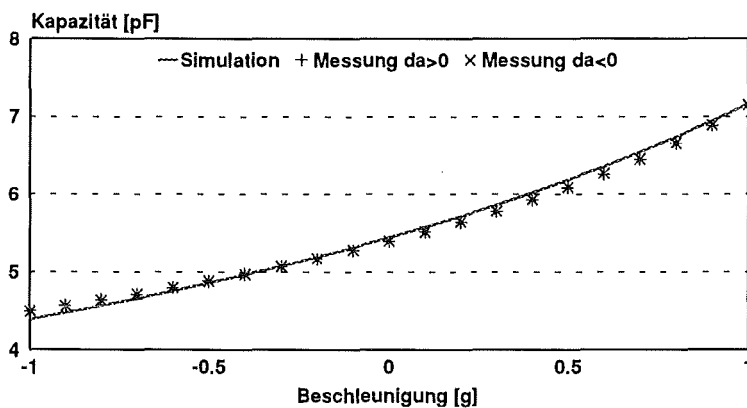


Abb. 16: Vergleich von Simulation und Messung des statischen Meßverhaltens eines temperaturkompensierten LIGA-Beschleunigungssensors

Das Meßsignal weicht von den Simulationsdaten maximal um 0.1 pF von der Simulation ab. Da eine Variation der Spaltweite von $0.04 \text{ } \mu\text{m}$ bei dem simulierten Sensor zu einer Kapazitätsänderung von 0.1 pF führt, ist diese Abweichung vermutlich auf die Ungenauigkeit der Spaltweitenmessung zurückzuführen, die mit einem Lichtmikroskop durchgeführt werden mußte. Die Hysterese des Meßsignals liegt mit 2.5 mg (3.5 fF) unter der Genauigkeitsgrenze des Meßaufbaus (3 mg).

Abb. 17 vergleicht die thermische Nullpunktsdrift einer Sensorkapazität mit den entsprechenden Simulationsergebnissen für das 5g-Sensorelement mit einer realisierten Spaltweite von $3.8 \text{ } \mu\text{m}$, die nahe an der Sollspaltweite von $4 \text{ } \mu\text{m}$ liegt.

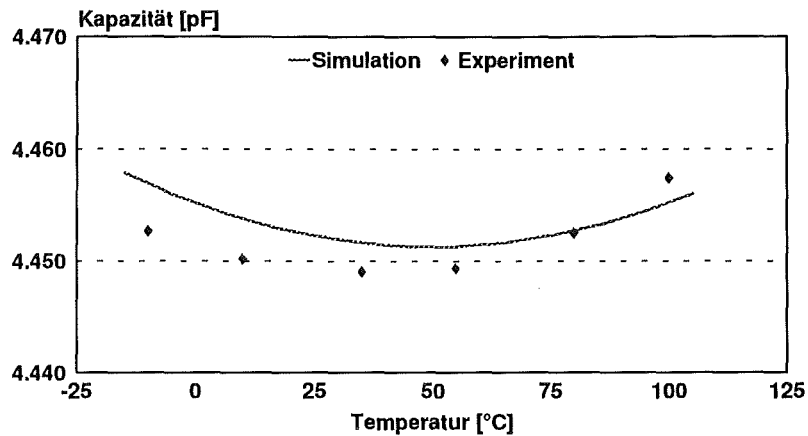


Abb. 17: Vergleich von Simulation und Messung der thermischen Nullpunktsdrift eines temperaturkompensierten LIGA-Beschleunigungssensors

Der Betrag der Grundkapazität von 4.46 pF wird in dem Temperaturintervall von -10 bis 100 °C um weniger als 10 fF variiert. Die gute Übereinstimmung von Theorie und Experiment kann an der geringen Abweichung von Simulation und Messung von maximal 4 fF abgeleitet werden. Aufgrund der Abweichung von simulierten und vermessenen Kondensatorspalten liegt das Minimum der Parabel nicht an der Stelle $\vartheta_0 = 50^\circ\text{C}$ sondern an der Stelle $\vartheta_0 = 30^\circ\text{C}$. Die thermische Nullpunktsdrift des LIGA-Beschleunigungssensors errechnet sich mit diesen Daten zu

$$Tk_{\text{off,C}} = 8.17 \cdot 10^{-5} \text{ FSO/K}$$

und konnte gegenüber dem LIGA-Beschleunigungssensor der ersten Generation um 2 Größenordnungen verringert werden. Der gemessene Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit von

$$Tk_{E,C} = 2.43 \cdot 10^{-4} 1/\text{K}$$

stimmt ebenfalls gut mit dem simulierten Wert von $Tk_{E,C} = 2.22 \cdot 10^{-4} 1/\text{K}$ überein.

Das Sensorelement besitzt demnach äußerst geringe thermische Driften von Nullpunkt und Empfindlichkeit und stellt damit einen guten Ausgangspunkt für einen Präzisionsensor dar.

2.6.2. Temperaturabhängigkeit des dynamischen Meßverhaltens

Zur dynamischen Vermessung des Sensors wurde ein Impulsversuch [Wal93] aufgebaut, bei dem der Prüfling und ein Referenzsensor auf einem Amboßpendel befestigt werden. Mit einem Hammerpendel wird das Amboßpendel impulsförmig

beschleunigt, und die Impulsantworten von Prüfling und Referenzsensor werden aufgezeichnet. Mittels einer Fast-Fourier-Transformation (FFT) kann der Betrag der Sensorübertragungsfunktion des Prüflings bei bekanntem Betrag der Übertragungsfunktion des Referenzsensors ermittelt werden. Auch bei diesem Versuch wird das Sensorelement über ein Peltier-Element temperiert. Das elektrisch auslenkbare Hammerpendel und die Steuerung des Versuches über einen PC erlauben die automatische Bestimmung der dynamischen Eigenschaften in Abhängigkeit von der Temperatur. Abb. 18 stellt die Resonanzfrequenz und die Dämpfung des Sensorelementes bei variiertem Temperatur dar.

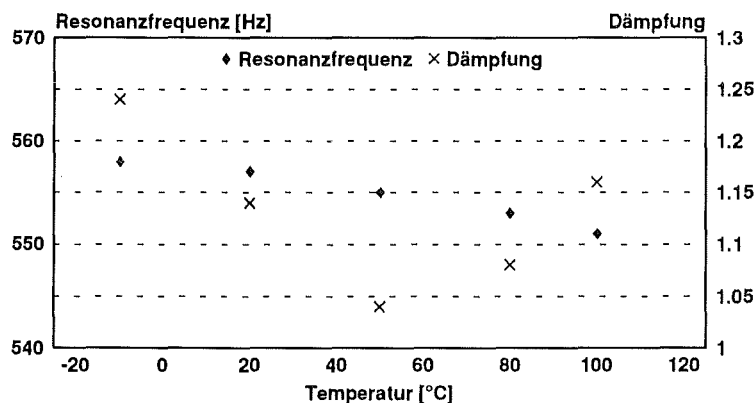


Abb. 18: Darstellung der Sensorresonanzfrequenz und der Dämpfung als Funktion der Temperatur

Die Messung zeigt, daß die Resonanzfrequenz des Sensorelementes mit wachsender Temperatur abnimmt. Die Abnahme ist auf die Abnahme des Elastizitätsmoduls zurückzuführen, der in dem betrachteten Temperaturintervall um ca. 3 % abnimmt.

Für das hier untersuchte 1g-Sensorelement mit einer Strukturhöhe von 150 μm , einer Kondensatorspaltweite von 2.8 μm und einer Breite der Stützstruktur von 8.7 μm errechnet die Dämpfung zu $d \approx 1$. Im Vergleich ist der bei Raumtemperatur der gemessene Wert ca. 10 % zu groß. Diese Abweichung ist auf Meßfehler der Kondensatorspaltweite zurückzuführen, die gerade bei kleinen Kondensatorspalten wesentlich in das Ergebnis eingehen.

Der parabelförmige Verlauf der Dämpfung hängt mit der Abnahme jeweils einer Kondensatorspaltweite bei von der Normaltemperatur abweichenden Temperaturen zusammen. Bei der Normaltemperatur von 50 °C sind die Kondensatorspaltweiten von Sensorteilen mit positivem Temperaturkoeffizienten genauso groß wie die Kondensatorspaltweiten der Sensorteile mit negativem Temperaturkoeffizienten. Bei Temperaturabweichungen verringert sich eine der beiden Kondensatorspaltweiten, während sich die andere vergrößert. Da der Zusammenhang zwischen Dämpfung und Kondensatorspaltweite nichtlinear ist [Ebe93], steigt die Dämpfung mit

wachsender Temperaturabweichung an. Durch die geringe Kondensatorspaltweite von 2.8 μm beträgt die relative Abweichung der Dämpfung bis zu ca. 15 %. Dieser Wert wird bei der idealen Kondensatorspaltweite von 4 μm kleiner sein.

2.6.3. Mechanisches und thermisches Wechsellastverhalten

Durch Dauerschwingversuche an galvanisierten Proben wurden, wie in 2.2.4 angedeutet, Wöhlerkurven aufgenommen, um das Sensorelement durch eine entsprechende Dimensionierung vor einem Abbrechen der Biegezone zu schützen. Untersuchungen [Har65] haben gezeigt, daß bereits bei Spannungen unterhalb dieser Grenze eine Verfestigung des Materials eintreten kann. Diese Verfestigung, die sich mathematisch in einer Zunahme des Elastizitätsmoduls äußert, hätte nach Gl. 18 einen Einfluß auf die Empfindlichkeit des Sensors. Aus diesem Grund wurde ein Sensorelement durch elektrostatische Kräfte vielfach ausgelenkt und die Empfindlichkeit bestimmt. Tab. 4 stellt die ermittelten Ergebnisse dar.

Anzahl der Lastwechsel	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8
Empfindlichkeit [pF/g]	1.395	1.403	1.398	1.405	1.397

Tab. 4: Darstellung des Einflusses der Lastwechsel auf die Empfindlichkeit des Sensorelementes

Die Empfindlichkeit wird durch die applizierten Lastwechsel nicht beeinflusst. Alle Abweichungen der Empfindlichkeit liegen im Bereich der Meßgenauigkeit des Versuchsaufbaus (0.005 pF).

In vielen Anwendungsbereichen ist ein Sensor schwankenden Temperaturen ausgesetzt, die aufgrund der unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten von Gehäuse, Substrat und Sensorstruktur zu mechanischen Verspannungen führen können. Irreversible Verspannungen können dabei zu einer langfristigen thermisch bedingten Offsetdrift führen, die sogar in einer Zerstörung des Sensorelementes resultieren kann.

Aus diesem Grund wurde ein Sensorelement in Ruhelage zehn Temperaturzyklen lang ständig beobachtet. Abb. 19 zeigt die Darstellung der Sensorgrundkapazität als Funktion der Temperatur und der Anzahl der applizierten Temperaturzyklen. Die Temperatur wurde dabei zwischen -10 und 100°C variiert.

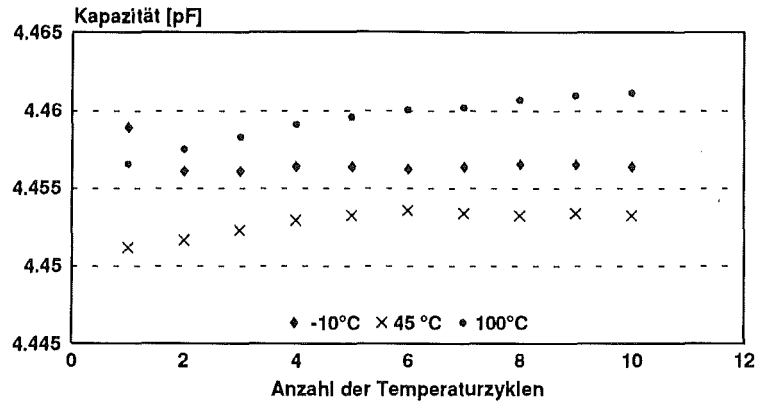


Abb. 19: Darstellung der Sensorgrundkapazität als Funktion der Temperatur und der Anzahl der applizierten Temperaturzyklen

Die Kapazität des Sensors steigt mit steigenden Anzahl von Temperaturzyklen nur geringfügig an, die maximale Kapazitätsabweichung beträgt 4 fF. Weiterhin bleibt die Differenz der Kapazität bei -10 °C und bei 100 °C konstant, so daß das Sensorelement als stabil gegenüber thermischen Belastungen bezeichnet werden muß.

Ergänzend zu der Beobachtung der Sensorgrundkapazität als Funktion der Temperaturzyklen wurde die Funktionsfähigkeit des Sensors nach einer größeren Anzahl von Temperaturzyklen überprüft. Als Maß für die ordnungsgemäße Funktion wurde eine Analyse der Sensorempfindlichkeit herangezogen. Tab. 5 faßt die Meßergebnisse zusammen.

Anzahl der Temperaturzyklen	1	10	100
Empfindlichkeit [pF/g]	0.202	0.201	0.201

Tab. 5: Darstellung des Einflusses der applizierten Temperaturzyklen auf die Empfindlichkeit eines 5g-Sensorelementes

Die Empfindlichkeit des Sensorelemente veränderte sich um 1 fF, was im Rahmen der Meßgenauigkeit des Versuchsaufbaus liegt. Die beiden Messungen zeigen damit, daß das Sensorelement nicht nur mechanischen Wechselbeanspruchungen standhält, sondern auch von thermische Beanspruchungen nicht beeinflusst wird.

2.6.4. Überlast- und Schockverhalten

Das Überlast- und Schockverhalten des Beschleunigungssensors bestimmt den Einsatzbereich und die erforderliche Vorsicht bei dem Umgang mit dem Sensor. Von einigen Sensorfirmen wird die Garantie gegeben, daß ihre Sensoren den Fall auf einen Betonboden aus einem Meter Höhe ohne Schaden überstehen. Der Fall eines Sensors auf Beton ist dabei jedoch schlecht zu reproduzieren und zu analysieren, da die Lage des Sensors im Verhältnis zum Aufschlagsort wesentlich in das Ergebnis eingeht. Eine Modifikation des Impulsversuches, bei dem der leichte Impulshammer durch einen extrem schweren Hammer aus Blei ausgewechselt wurde, erlaubt die kontrollierte Anregung des Sensors durch Beschleunigungsimpulse. Abb. 20 gibt den zeitlichen Verlauf dieser Stöße wieder. Durch eine Variation der Auslenkungswinkel des Hammerpendels können Beschleunigungsimpulse von ca. 50, 75 und 100 g Amplitude erzeugt werden. Diese Impulse wurden für den Nachweis der Robustheit eingesetzt.

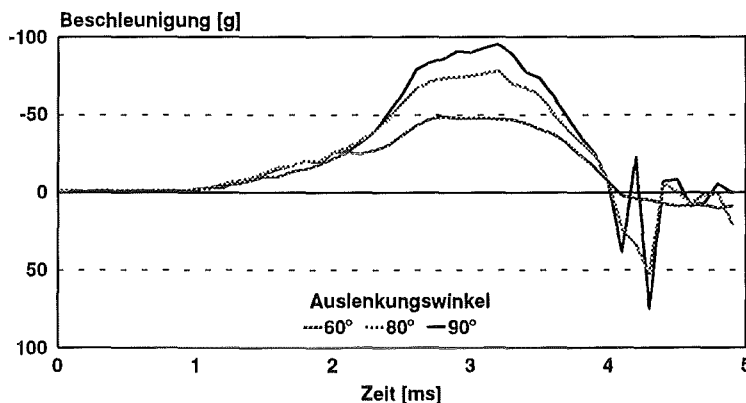


Abb. 20: Darstellung der Beschleunigungsimpulse bei Verwendung des scheren Hammerpendels aus Blei

Dazu wurde das Sensorelement in allen drei Raumrichtungen durch 10 Beschleunigungsimpulse angeregt. Das Verhalten des Sensors auf die Beschleunigungsimpulse wurde anhand der Veränderung der Sensorkapazität in Ruhelage bestimmt. Die Auflösung, mit der die Kapazität erfaßt wurde, betrug 1 fF. Im Rahmen dieser Genauigkeit ist in keiner der untersuchten Anregungsrichtungen eine Nullpunktverschiebung festzustellen, die auf eine plastische Verformung des Sensors schließen ließe. Größere Beschleunigungsstöße ließen sich nicht applizieren, so daß eine Belastungsgrenze des Sensors im Rahmen dieser Arbeit nur theoretisch bestimmt werden kann.

In y-Richtung wird durch die Anschläge eine hohe Robustheit erreicht. In x-Richtung müßte die Biegezone geknickt werden. Dieser Belastungszustände ist nach [Bur91] jedoch äußerst stabil gegenüber angreifenden Beschleunigungen.

Wesentlich zur Bestimmung der Sensorrobustheit sind demnach Stöße in z-Richtung. Nach Gl. 27 kann die maximale mechanische Spannung in der Biegezone bei paralleler Auslenkung berechnet werden. Aus der Literatur ist die $\epsilon_{0,05\%}$ -Grenze für Nickel bekannt, die die Dehnung angibt, bei der nach der Belastung 0.05% der Dehnungsamplitude irreversibel zurückbleiben. Wird dieser Wert als Grenzbelastung definiert, so ergibt sich die maximal applizierbare Beschleunigung bei einer entsprechenden mechanischen Spannung von $\sigma_{0,05\%}=390$ MPa aus

$$a_{\max} = \frac{b \cdot h^2}{3 \cdot M \cdot l} \cdot \sigma_{0,05\%} \quad (55)$$

Dabei ist die Masse M proportional zur Höhe, so daß die maximale Schockbelastung linear mit der Strukturhöhe ansteigt. Für eine Strukturhöhe von 200 μm ergibt sich bei dem 1g-Sensorelement eine bereits ausreichend hohe maximale Stoßbelastung von 1275 g.

Eine Kapselung des Sensorgehäuses, die einerseits während des Transportes Beschleunigungsspitzen abfängt, andererseits aber nach der Montage eine sichere Übertragung der zu messenden Beschleunigung zuläßt, kann die ohnehin bereits große Robustheit des Sensors weiter erhöhen.

3. Auswerteverfahren kapazitiver Sensoren

In Kapitel 2 wurde bei der Diskussion der Sensoreigenschaften darauf hingewiesen, daß die Sensorkenngrößen sowohl von den Kenndaten des Sensorelementes, als auch von der Art der Auswertung abhängen. Zur Auswertung von kapazitiven Beschleunigungssensoren kommen zwei unterschiedliche Verfahren in Frage, das Ausschlagsverfahren und das Kompensationsverfahren.

Im Fall des LIGA-Beschleunigungssensors wird beim Ausschlagsverfahren die Auslenkung der seismischen Masse durch eine Messung der Kapazitätsänderung erfaßt. Die dynamischen Eigenschaften derartiger Systeme werden von dem mechanischen Sensorelement und den dynamischen Eigenschaften der nachgeschalteten Schaltkreise bestimmt.

Beim Kompensationsverfahren wird die seismische Masse durch elektrostatische Kräfte auf eine Sollposition abgeglichen. Meßgröße ist dabei nicht mehr die Auslenkung, sondern die zur Kompensation erforderliche Kraft, bzw. die notwendige krafterzeugende Spannung. Da es sich um ein zurückgekoppeltes System handelt, verändern sich, wie in Kapitel 3.3 gezeigt wird, die Systemeigenschaften erheblich.

In den folgenden Kapiteln werden nach einer kurzen Darstellung der Grundlagen die Sensoreigenschaften diskutiert. Insbesondere wird dabei auf Linearitäts- und Temperatureigenschaften Wert gelegt, da sie schwieriger zu kompensieren sind als Offset- und Empfindlichkeitsfehler. Die Argumentation bezieht sich, wenn nicht ausdrücklich davon abgewichen wird, auf ein 1g-Sensorelement.

3.1. Grundlagen

Sowohl beim Ausschlagsverfahren (3.2), als auch beim Kompensationsverfahren (3.3) muß die Auslenkung der seismischen Masse über eine Kapazitätsänderung erfaßt werden. In der Regel wird dazu das in Kapitel 3.1.1 dargestellte Modulationsverfahren verwendet. Um die Rückwirkung des Auswerteverfahrens auf das Sensorelement zu bestimmen, ist die Berechnung elektrostatischer Kräfte, die auf die seismische Masse wirken, notwendig (3.1.2). Diese beim Ausschlagsverfahren störenden elektrostatischen Kräfte werden bei Kompensationsverfahren zur gezielten Kompensation der an der Masse angreifenden Trägheitskräfte eingesetzt

3.1.1. Modulationsverfahren zur Erfassung der Auslenkung kapazitiver Sensoren

Der prinzipielle Aufbau einer Modulationsschaltung ist in Abb. 21 dargestellt. An die Kondensatoren des Sensors wird jeweils eine Wechselspannung angelegt, die für beide Kondensatoren dieselbe Trägerfrequenz ω_T und Phase besitzen. Dadurch wird das Trägersignal der Frequenz ω_T mit dem Meßsignal der Frequenz ω multipliziert bzw. moduliert (3.1.1.c) [Kro80]. An der Mittelelektrode des Differentialkondensators wird über eine Verstärkerschaltung, die einen Eingangswiderstand Z_e besitzt, der abfließende Strom oder die anliegende Spannung erfaßt.

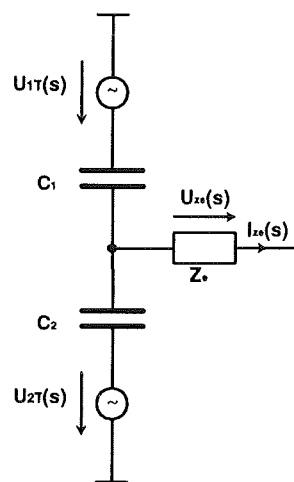


Abb. 21: Ersatzschaltbild für die Beschaltung des Differentialkondensators mit Wechselspannungsquellen und einem komplexen Eingangswiderstand Z_e , der den Eingangswiderstand in der nachfolgenden Auswerteschaltung darstellt

Im folgenden werden die Bedingungen, die für eine sinnvolle Strom- oder Spannungsauswertung erfüllt sein müssen, hergeleitet und die aus den Auswertemethoden resultierenden Übertragungsfunktionen auf ihre Eigenschaften hin überprüft.

a) Modulation und Stromauswertung

Bei der Stromauswertung wird die Lage der seismischen Masse über eine Messung der Lade- und Entladeströme bestimmt. Der von der Mittelelektrode abfließende Strom I_{ze} berechnet sich mit Hilfe der Laplace-Transformation zu

$$I_{ze}(s) = \frac{U_{2T}(s) \cdot C_2 - U_{1T}(s) \cdot C_1}{(C_1 + C_2) \cdot Z_e \cdot s + 1} \cdot s \quad (56)$$

Z_e Eingangswiderstand der nachfolgenden Verstärkerschaltung
 I_{ze} Strom durch den Widerstand Z_e
 U_{iT} Trägersignal des Kondensators i

Um ein hohes Meßsignal zu erhalten, muß der Betrag des Nenners möglichst klein werden. Wird für die Abschätzung des Eingangswiderstandes von einer harmonischen Anregung mit der Trägerfrequenz ω_T ausgegangen ($s=j \cdot \omega_T$), muß gelten:

$$|Z_e \cdot (C_1 + C_2) \cdot \omega_T| \ll 1 \quad (57)$$

ω_T Modulationsfrequenz $\omega_T = 2 \cdot \pi \cdot f_T$

Die Bedingung kann zum einen durch eine kleine Trägerfrequenz ω_T , zum anderen durch die Wahl einer Verstärkerstufe mit geringem Eingangswiderstand Z_e erfüllt werden.

Die Übertragungsfunktion ergibt sich unter Berücksichtigung der Bedingung Gl. 57 zu

$$\begin{aligned}
 I_{ze}(s) &= s \cdot (U_{2T}(s) \cdot C_2 - U_{1T}(s) \cdot C_1) \\
 &= s \cdot \frac{U_{2T}(s) \cdot A \cdot \epsilon_0 \cdot (y_0 - \Delta y_{II} - \Delta y) - U_{1T}(s) \cdot A \cdot \epsilon_0 \cdot (y_0 + \Delta y_{II} + \Delta y)}{y_0^2 - (\Delta y_{II} + \Delta y)^2}
 \end{aligned} \quad (58)$$

Die Trägersignale an den beiden Kondensatoren besitzen dieselbe Modulationsfrequenz und Phase, und ihre Amplituden sind im einfachsten Fall gleich groß ($U_{1T} = U_{2T} = U_{0T}$), so daß sich eine Übertragungsfunktion von

$$I_{ze}(s) = s \cdot U_{0T}(s) \cdot A \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{-2 \cdot \Delta y_{II} - 2 \cdot \Delta y}{y_0^2 - (\Delta y_{II} + \Delta y)^2} \quad (59)$$

ergibt. Die Kennlinie dieses Meßverfahrens ist demnach nichtlinear. Durch eine Taylorentwicklung kann der relative Linearitätsfehler für $\Delta y_{II} = 0$ angegeben werden zu

$$\text{Err}_{\text{lin}} = 2 \cdot \frac{\Delta y^2 \cdot (3 \cdot y_0^2 - \Delta y^2)}{(y_0^4 - \Delta y^4)} \quad (60)$$

Err_{lin} relativer Linearitätsfehler

Bei einer Beschleunigung von 1 g beträgt der relative Linearitätsfehler 24 %. Die Stromauswertung kann deshalb nicht direkt als Auswerteverfahren verwendet werden, sie ist aber wichtiger Bestandteil komplexer Auswerteschaltungen (vgl. 3.2.2 und 3.3.7).

b) Modulation und Spannungsauswertung

Wird der Differentialkondensator als Spannungsteiler ausgewertet, ergibt sich mit Hilfe der Laplace-Transformation die Übertragungsfunktion

$$U_{ze}(s) = \frac{[U_{2T}(s) \cdot C_2 - U_{1T}(s) \cdot C_1] \cdot Z_e \cdot s}{(C_1 + C_2) \cdot Z_e \cdot s + 1} \quad (61)$$

U_{ze} Spannung am Eingangswiderstand Z_e

Mit $s = j \cdot \omega_T$ ergibt sich als notwendige Bedingung für ein großes Meßsignal

$$|Z_e| \cdot (C_1 + C_2) \cdot \omega_T \gg 1 \quad (62)$$

Diese Forderung kann durch eine hohe Trägerfrequenz oder einen großen Eingangswiderstand der Verstärkerstufe erreicht werden. Bei der Wahl der Trägerfrequenz bildet die nachfolgende Verstärkerstufe, die immer bandbegrenzt ist, eine Grenze nach oben, so daß nur die Anpassung des Eingangswiderstandes Z_e möglich ist. Ist die Bedingung Gl. 62 erfüllt, ergibt sich

$$U_{ze}(s) = \frac{U_{2T}(s) \cdot C_2 - U_{1T}(s) \cdot C_1}{(C_1 + C_2)} \quad (63)$$

Auch bei der Spannungsauswertung sind im einfachsten Fall die Spannungen gleich groß ($U_{1T} = U_{2T} = U_{0T}$). Es ergibt sich die Übertragungsfunktion

$$U_{ze}(s) = U_{0T}(s) \cdot \frac{-\Delta y_{II} - \Delta y}{y_0} \quad (64)$$

Damit ist das Meßsignal unter Voraussetzung von Gl. 62 linear. Diese Voraussetzung ist jedoch nicht ideal erfüllt, so daß sich Nichtlinearitäten ergeben werden. In Abhängigkeit vom Eingangswiderstand der Auswerteschaltung und der Auslenkung der seismischen Masse berechnet sich der Linearitätsfehler zu

$$\text{Err}_{\text{lin}} = \frac{\Delta y^2}{\sqrt{4 \cdot A^2 \cdot \epsilon_0^2 \cdot y_0^2 \cdot Z_e^2 \cdot \omega_T^2 + y_0^4}} \quad (65)$$

Der Eingangswiderstand Z_e eines guten Operationsverstärkers kann mit einigen $M\Omega$ abgeschätzt werden. Damit ergibt sich für die bereits bei der Stromauswertung dargelegten Bedingungen ergibt sich ein Linearitätsfehler von 4 %. Obwohl dieser Fehler deutlich geringer ist als im Falle der Stromauswertung, besitzt damit die Lagedetektionsschaltung auch bei einer Spannungsauswertung keine idealen Linearitätseigenschaften.

c) Demodulation

Das Lagesignal liegt nach der Modulation, unabhängig davon ob eine Spannungs- oder Stromauswertung durchgeführt wird, als Einhüllende einer hochfrequenten Wechselspannung vor. Um das Signal in den ursprünglichen Frequenzbereich zu transformieren, muß es demoduliert werden, was einer Multiplikation des Meßsignals mit einer Sinusschwingung mit gleicher Frequenz und Phase und einer anschließenden Filterung mit einem Tiefpaß entspricht. Dieses Prinzip soll für die ideale Spannungsauswertung im Zeitbereich verdeutlicht werden.

Die seismische Masse reagiert auf eine harmonische Beschleunigung mit der harmonischen Bewegung

$$\Delta y = \hat{a} \cdot E_0 \cdot y_0 \cdot (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (66)$$

- \hat{a} Amplitude der zu messenden Beschleunigung
- ω Frequenz der zu messenden Beschleunigung
- j komplexe Einheit

Sie moduliert das Trägersignal

$$u_{0T}(t) = \frac{1}{2} \cdot \hat{U}_{0T} \cdot (e^{j\omega_T t} + e^{-j\omega_T t}) \quad (67)$$

- \hat{U}_{0T} Amplitude des Trägersignales

so daß sich bei idealer Spannungsauswertung das modulierte Trägersignal ergibt zu

$$U_{ze}(t) = \frac{\hat{U}_{0T} \cdot \hat{a} \cdot E_0}{4} \cdot (e^{-j(\omega_T + \omega)t} + e^{-j(\omega_T - \omega)t} + e^{j(\omega_T - \omega)t} + e^{j(\omega_T + \omega)t}) \quad (68)$$

Nach der Multiplikation mit dem Demodulationssignal

$$U_{dem}(t) = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\omega_T t} + e^{-j\omega_T t}) \quad (69)$$

U_{dem} dimensionsloses Demodulationssignal

berechnet sich das Meßsignal zu (Gl. 70)

$$U_{ze} \cdot U_{dem}(t) = \frac{\hat{U}_{0T}}{8} \cdot \hat{a} \cdot E_0 \cdot (e^{j(2\omega_T + \omega)t} + e^{j(2\omega_T - \omega)t} + 2e^{j\omega t} + 2e^{-j\omega t} + e^{-j(2\omega_T - \omega)t} + e^{-j(2\omega_T + \omega)t}) \quad (70)$$

Es besitzt damit außer der eigentlichen Meßfrequenz ω noch Schwingungen bei den Frequenzen $2 \cdot \omega_T - \omega$ und $2 \cdot \omega_T + \omega$. Mit einem Tiefpaßfilter können die höheren Frequenzanteile herausgefiltert werden, so daß sich ein Lagesignal von

$$U_L = \frac{\hat{U}_{0T}}{4} \cdot \hat{a} \cdot E_0 \cdot (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (71)$$

U_L Lagesignal nach Demodulation und Filterung durch einen Tiefpaß

ergibt. Die Bestimmung der Grenzfrequenz des Tiefpasses wird insbesondere bei der Diskussion des Kompensationsverfahrens eingehend diskutiert.

3.1.2. An der Mittelelektrode von Differentialsensoren angreifende elektrostatische Kräfte

Sowohl das hochfrequente Trägersignal, als auch quasistatische Spannungen an den Sensorelektroden erzeugen elektrostatische Kräfte, die an der beweglichen Mittelelektrode angreifen. Beim Ausschlagsverfahren sollen diese Kräfte verhindert oder zumindest minimiert werden, beim Kompensationsverfahren sollen sie gezielt zur Kompensation der mechanischen Trägheitskraft erzeugt werden. Es ist deshalb wichtig, diese Kräfte genau zu analysieren. Der Einfachheit halber werden zunächst die Kräfte bei quasistatischen Spannungen diskutiert, bevor auf eine überlagerte hochfrequente Wechselspannung eingegangen wird.

Die Kraft, die auf jede Elektrode eines Kondensators wirkt, ist von der angelegten Spannung und der Geometrie des Kondensators abhängig. Können die Sensorkapazitäten als Plattenkondensatoren angesehen werden, errechnen sich die Kräfte F_i aus

$$F_i = -\frac{\partial W_i}{\partial y_i} = -\frac{\partial}{\partial y_i} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\epsilon_0 \cdot A}{y_i} \cdot U_{Ci}^2 \right) = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{2 \cdot y_i^2} \cdot U_{Ci}^2 \quad (72)$$

F_i an den Kondensatorplatten des Kondensators i wirkende elektrostatische Kraft
 W_i im Kondensator i gespeicherte Energie
 U_{Ci} Gleichspannung am Kondensator i

Die Kraft auf die Mittelelektrode eines Differentialkondensators errechnet sich aus der Differenz der Kräfte der beteiligten Einzelkondensatoren.

$$F_{el} = F_1 - F_2 = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{2 \cdot y_1^2} \cdot U_{C1}^2 - \frac{\epsilon_0 \cdot A}{2 \cdot y_2^2} \cdot U_{C2}^2 \quad (73)$$

F_{el} resultierende elektrostatische Kraft auf die Mittelelektrode

Liegt an den Gegenelektroden eine feste Spannung U_1 und an der Mittelelektrode eine einstellbare Spannung ΔU an, so ergibt sich das in Abb. 22 dargestellte Ersatzschaltbild.

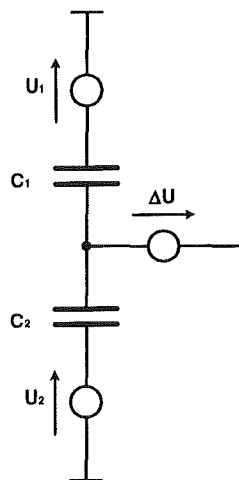


Abb. 22: Ersatzschaltbild eines Differentialkondensators mit je einer Gleichspannungsquelle an jeder Elektrode

Die Spannungen U_1 und U_2 erzeugen elektrische Felder in den Kondensatorspalten. Die an der Mittelelektrode anliegende Spannung ΔU bestimmt die resultierende Kraft auf die seismische Masse. Sie berechnet sich unter diesen Annahmen zu

$$\begin{aligned}
 F_{el} &= F_1 - F_2 \\
 &= \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{2 \cdot y_1^2} \cdot (U_1 - \Delta U)^2 - \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{2 \cdot y_2^2} \cdot (U_2 + \Delta U)^2 .
 \end{aligned} \tag{74}$$

U_i Vorspannung an dem Kondensator i
 ΔU Regelspannung

Die Kondensatorspalte y_1 und y_2 sind voneinander abhängig. Es gilt:

$$\begin{aligned}
 y_1 &= y_0 - \Delta y \\
 y_2 &= y_0 + \Delta y
 \end{aligned} \tag{75}$$

Die Spannungen an den Kondensatoren können prinzipiell frei gewählt werden. Im einfachsten Fall wird $U_1 = U_2 = U_0$ gewählt. Mit dieser Annahme ergibt sich bei den eingeführten Variablen eine auf die Mittelelektrode wirkende Kraft von

$$\begin{aligned}
 F_{el} &= F_1 - F_2 \\
 &= \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{2} \cdot \left(\frac{(U_0 - \Delta U)^2}{(y_0 - \Delta y)^2} - \frac{(U_0 + \Delta U)^2}{(y_0 + \Delta y)^2} \right) \\
 &= 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot A \cdot \frac{(U_0^2 \cdot \Delta y \cdot y_0 - \Delta U \cdot U_0 \cdot y_0^2 - \Delta U \cdot U_0 \cdot \Delta y^2 + \Delta U^2 \cdot y_0 \cdot \Delta y)}{(y_0^2 - \Delta y^2)^2} .
 \end{aligned} \tag{76}$$

Unter den Bedingungen

$$\Delta U \ll U_0$$

$$\Delta y \ll y_0$$

ergibt sich nach einer Linearisierung um den Arbeitspunkt $\Delta U=0$ und $\Delta y=0$

$$F_{el} \cong -\frac{2 \cdot \varepsilon_0 \cdot A \cdot U_0}{y_0^3} \cdot (\Delta U \cdot y_0 - U_0 \cdot \Delta y) . \tag{77}$$

Der erste Summand beschreibt die Möglichkeit, mit einer geeigneten Spannung ΔU eine elektrostatische Kraft F_{el} zu erzeugen. Für $\Delta y=0$ besteht nach Gl. 76 eine ideale Linearität zwischen krafterzeugender Spannung ΔU und resultierender Kraft. Die Linearität wird bei einer Auslenkung der seismischen Masse gestört. Der Linearitätsfehler, der bei einer Lageabweichung $\Delta y \neq 0$ auftritt, errechnet sich zu

$$\text{Err}_{\text{lin}}(\Delta y, \Delta U) = \frac{y_0 \cdot \Delta y \cdot \Delta U}{U_0 \cdot (y_0^2 + \Delta y^2)} \quad (78)$$

Er nimmt mit steigender Spannung ΔU und steigender Lageabweichung Δy zu.

Der zweite Summand aus Gl. 77 beschreibt die Kraftwirkung auf die Mittelelektrode bei einer unsymmetrischen Lage der seismischen Masse. Sie nimmt mit wachsender Auslenkung Δy zu und zieht die seismische Masse an die Gegenelektrode des Kondensators mit der kleineren Spaltweite. Dieser Effekt führt aufgrund des nichtlinearen Zusammenhanges zwischen der elektrostatischen Kraft F_{el} und der Auslenkung $\Delta y \neq 0$ zu Linearitätsfehlern, deren Betrag von der Art der Auswertung abhängig ist. Sie werden deshalb in Zusammenhang mit der Beschreibung der Auswerteverfahren diskutiert.

Bei einem Lagefehler der seismischen Masse wird bei symmetrischer Vorspannung der Gegenelektroden eine elektrostatische Kraft auf die seismische Masse ausgeübt. Um diesen Effekt zu kompensieren, ist eine Anpassung der Vorspannungen an einen Lagefehler L_f denkbar. Rechnungen zeigen jedoch, daß damit der lineare Zusammenhang zwischen der Regelspannung ΔU und der elektrostatischen Kraft verloren geht.

Bei der Berechnung der elektrostatischen Kräfte geht die Vorspannung der Gegenelektrode quadratisch in das Ergebnis ein. Damit wirkt sich auch eine der Gleichspannung überlagerte Wechselspannung, wie sie z.B. bei dem Modulationsverfahren verwendet wird, auf die elektrostatischen Kräfte aus. Da die Frequenz der Wechselspannung sehr viel höher ist als die der Regelspannung, kann der zeitliche Mittelwert der Kräfte über volle Perioden ermittelt werden (Gl. 79).

$$F_{\text{el}} = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} \frac{\epsilon_0 \cdot A}{2} \left[\frac{(U_0 - \hat{U}_{0m} \cdot \sin \omega_m t - \Delta U)^2}{(y - \Delta y)^2} - \frac{(U_0 + \hat{U}_{0m} \cdot \sin \omega_m t + \Delta U)^2}{(y + \Delta y)^2} \right] dt$$

$$= 2 \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot \left(\frac{(U_0^2 \cdot \Delta y \cdot y_0 - \Delta U \cdot U_0 \cdot y_0^2 - \Delta U \cdot U_0 \cdot \Delta y^2 + \Delta U^2 \cdot y_0 \cdot \Delta y)}{(y_0^2 - \Delta y^2)^2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{0m}^2 \cdot y_0 \cdot \Delta y}{(y_0^2 - \Delta y^2)^2} \right)$$

$$T_m = 1/\omega_m$$

Die Modulationsspannung führt demnach zu einem Anwachsen der elektrostatischen Kräfte, die von der Auslenkung Δy abhängen, ohne daß der gewünschte und durch

ΔU einstellbare Anteil der elektrostatischen Kraft ansteigt. Für den Fall $\Delta U=0$ vereinfacht sich Gl. 79 zu

$$F_{el} = \epsilon_0 \cdot A \cdot \left(\frac{2 \cdot U_0^2 + \hat{U}_{0m}^2}{(y_0^2 - \Delta y^2)^2} \cdot y_0 \cdot \Delta y \right) = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot \left(\frac{U_{0,eff}^2}{(y_0^2 - \Delta y^2)^2} \cdot y_0 \cdot \Delta y \right) . \quad (80)$$

$U_{0,eff}$ effektive Vorspannung

Dabei wird $U_{0,eff}$ als effektive Vorspannung bezeichnet. Sie ist bei der Diskussion der Stabilitätseigenschaften von Schaltkreisen, die nach dem Kompensationsverfahren arbeiten, wesentlich.

3.2. Auswertung durch Ausschlagsverfahren

Aus der Literatur sind zahlreiche Verfahren zur Auswertung kapazitiver Differentialsensoren bekannt [Dor87, Kun88, Cic90, Leu90], die nach dem Ausschlagsprinzip arbeiten. Im Rahmen dieser Doktorarbeit wurden zwei verfügbare integrierte Schaltkreise (ASIC) untersucht, die beide in CMOS-Technik realisiert wurden und in Switched-Capacitor-Technik arbeiten.

Der Schaltkreis ht104 der Firma ht-Mikroelektronik [Ht92] arbeitet nach einem Spannungskompensationsprinzip. Der Schaltkreis CC310 der Robert Bosch GmbH [Bos90], der weitgehend baugleich mit dem Schaltkreis CSEM2003 des Centre Suisse d' Electronique et de Microtechnique SA [CSE93] ist, beruht auf einem Ladungskompensationsprinzip.

Im folgenden werden die Fehler analysiert, die aus der Kombination der Schaltkreise mit dem LIGA-Beschleunigungssensor resultieren. Auf das reale Meßverhalten wird bei der Darstellung der experimentellen Ergebnisse eingegangen.

3.2.1. Prinzip der Spannungskompensation

Abb. 23 stellt vereinfachend das Auswerteprinzip der Spannungskompensation dar. Wie bei der Modulation und Spannungsauswertung liegt an den beiden Gegenelektroden des Sensorelementes jeweils eine Wechselspannungsquelle an. Über einen Koppelkondensator C_{kop} ist an die Mittelelektrode eine Wechselspannungsquelle U_{kor} angeschlossen, deren Amplitude variiert werden

kann. Die durch Zuleitungen entstehenden parasitären Kapazitäten werden im Ersatzschaltbild durch den Kondensator C_{par} repräsentiert.

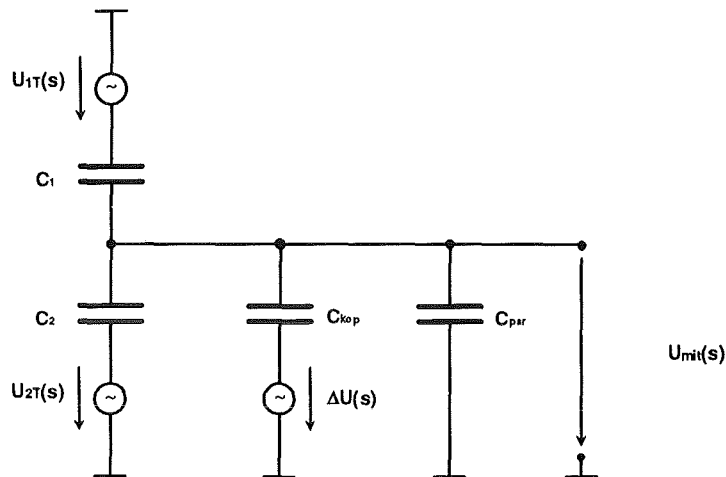


Abb. 23: Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Beschreibung der Spannungskompensation

- C_{par} parasitäre Kapazität
- C_{kop} Koppelkondensator für den Spannungsabgleich
- U_{mit} Spannung an der Mittelelektrode

Bei einer symmetrischen Lage der seismischen Masse ($C_1=C_2$) ist für $\Delta U=0$ und $U_{1T}(s)=U_{2T}(s)=U_T(s)$ das Potential der Mittelelektrode gleich dem Massepotential. Im Fall einer Auslenkung der seismischen Masse liegt an der Mittelelektrode für $\Delta U=0$ eine von null abweichende Spannung an, die durch eine Variation von ΔU auf das Massepotential abgeglichen werden kann. Um die Bedingung $U_{mit}=0$ zu erfüllen, muß gelten:

$$\Delta U = \frac{C_1 - C_2}{C_{kop}} \cdot U_T \tag{81}$$

Die Analyse zeigt, daß ΔU streng proportional zur Kapazitätsdifferenz C_1-C_2 und unabhängig von der parasitären Kapazität C_{par} ist. Dies ist insbesondere bei mikromechanischen Sensoren von Vorteil, weil deren Grundkapazität nur im Bereich einiger pF liegt.

Im folgenden werden die charakteristischen Eigenschaften des Sensors, der aus der Kombination des LIGA-Sensorelementes mit einem nach diesem Auswerteprinzip arbeitenden Schaltkreis resultiert, dargestellt.

a) Linearitätseigenschaften

Im Kapitel 2.2 wird gezeigt, daß die Auslenkung der seismischen Masse proportional zur Beschleunigung ist. Damit ergibt sich für die Meßspannung $\Delta U(a)$ unter Verwendung von Gl. 6 und unter Berücksichtigung eines herstellungsbedingten Lagefehlers:

$$\Delta U(a) = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{y_0 \cdot C_{kop}} \cdot \left(\frac{1}{(1 + E_0 \cdot a + Lf)} - \frac{1}{(1 - E_0 \cdot a - Lf)} \right) \cdot U_T \quad (82)$$

Diese Meßspannung weist einen Linearitätsfehler auf, der durch eine Taylorentwicklung angegeben werden kann zu:

$$\text{Err}_{lin}(a) = (E_0 \cdot a + Lf)^2 \quad (83)$$

Er steigt mit wachsender Beschleunigung. Bei einem 1g Sensor mit einem Lagefehler von 10 % beträgt er bei Nennbeschleunigung 9 %.

Weiterhin wirkt, wie in Kapitel 3.1.2 hergeleitet wurde, auf die seismische Masse eine elektrostatische Kraft (Gl. 79). Da keine konstante Vorspannung vorhanden ist ($U_0=0$), ergibt sich unter Berücksichtigung eines für die Switched-Capacitor-Technik typischen rechteckförmigen Trägersignals eine Kraft von

$$F_{el} = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot \frac{\hat{U}_{0T}^2 \cdot y_0 \cdot (\Delta y + \Delta y_{Lf})}{(y_0^2 - (\Delta y + \Delta y_{Lf})^2)^2} \quad (84)$$

Die elektrostatische Kraft vergrößert die Auslenkung der seismischen Masse. Der lineare Anteil dieser Auslenkungsvergrößerung kann als negative elektrische Federkonstante angesehen werden, die die ursprüngliche Federkonstante verringert.

$$k_{eff} = k - k_{el} = k - \frac{\epsilon_0 \cdot A \cdot U_T^2}{y_0^3} \quad (85)$$

k_{el} elektrische Federkonstante, die durch die Krafrückkopplung entsteht
 k_{eff} effektive Federkonstante des Feder-Masse Systems unter Berücksichtigung elektrostatischer Kräfte

Der nichtlineare Anteil der elektrostatischen Kraft führt zu einem Linearitätsfehler der Auslenkung.

Abb. 24 zeigt den durch elektrostatische Kräfte erzeugten Linearitätsfehler für das 1g- und 5g-Sensorelement als Funktion des herstellungsbedingten Lagefehlers L_f bei Nennbeschleunigung.

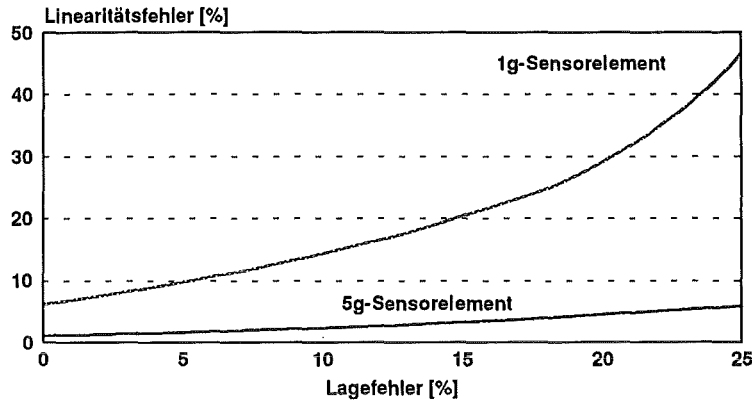


Abb. 24: Darstellung des relativen Linearitätsfehlers der Auslenkung der seismischen Masse bei Nennbeschleunigung als Funktion des Lagefehlers bei Auswertung eines 1g- und eines 5g-Sensorelementes nach dem Spannungskompensationsverfahren

Bei beiden Sensorelementen steigt der Linearitätsfehler mit steigendem Lagefehler der seismischen Masse an. Bei dem 5g-Sensorelement ist das Verhältnis von mechanischer Kraft zu elektrostatischer Kraft 5-mal größer als beim 1g-Sensorelement, so daß der relative Linearitätsfehler bei einem Lagefehler von 10 % beim 5g-Sensorelement (3 %) deutlich kleiner ist als beim 1g-Sensorelement (14 %). Dieses Auswerteprinzip weist demnach bei Kombination mit LIGA-Beschleunigungssensoren einen hohen Linearitätsfehler auf, der mit steigendem Meßbereich der Sensorelemente aufgrund des besseren Verhältnisses von mechanischen zu elektrostatischen Kräften abnimmt.

b) Thermische Eigenschaften

In Gl. 46 wird die Temperaturabhängigkeit des Sensorelementes dargestellt. Unter der Annahme, daß die Modulationsspannung U_T und die Kapazität C_{kop} nicht von der Temperatur abhängen, ergibt sich eine in Abb. 25 dargestellte thermische Nullpunktsdrift.

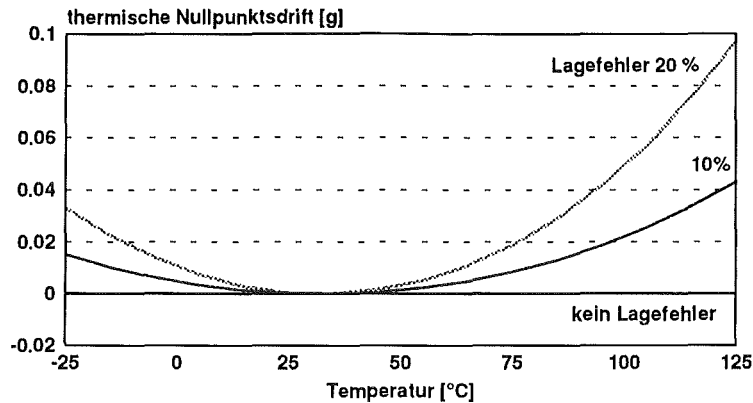


Abb. 25: Thermische Nullpunktsdrift des Ausgangssignals bei Auswertung des LIGA-Beschleunigungssensors nach dem Spannungskompensationsverfahren

Bei einer idealen Lage der seismischen Masse verändern sich die Kapazitäten gleichermaßen, so daß sich die Temperaturgänge der Kondensatoren ausgleichen. Mit steigendem Lagefehler nimmt die thermische Nullpunktsdrift praktisch linear zu. In Abhängigkeit von dem Lagefehler ($L_f = \Delta y_{L_f} / y_0$) ergibt sich eine thermische Nullpunktsdrift von

$$TK_{O,ht104}(L_f) = L_f \cdot 2.66 \cdot 10^{-3} \text{ g/K} .$$

Die thermische Empfindlichkeitsdrift ist, wie Gl. 49 zeigt, maßgeblich durch die Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls des Biegezugmaterials bestimmt. Es ergibt sich deshalb derselbe Temperaturkoeffizient wie bei dem Sensorelement von

$$TK_{E,ht104} = 2.3 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K} .$$

c) Querempfindlichkeit

Da es sich bei der Spannungskompensation um ein Prinzip handelt, das die absolute Kapazitätsdifferenz $C_1 - C_2$ erfaßt, schlägt sich jede Störung der Sensorkapazität in dem Meßergebnis nieder. Daraus resultiert (vgl. 2.2.3) eine entsprechende Querempfindlichkeit in z-Richtung von 1%, während die Querempfindlichkeit in x-Richtung, die eine parallele Verschiebung der Kondensatorplatten darstellt, sich aufgrund des Bewegungsspielraums nicht im Meßergebnis niederschlägt.

d) Experimentelle Untersuchungen

Zur experimentellen Analyse des Zusammenwirkens von LIGA-Beschleunigungssensorelement und Auswerteschaltkreis ht104 der Firma ht-Mikroelektronik wurde ein Hybridsystem aufgebaut, das in Abb. 26 dargestellt ist..

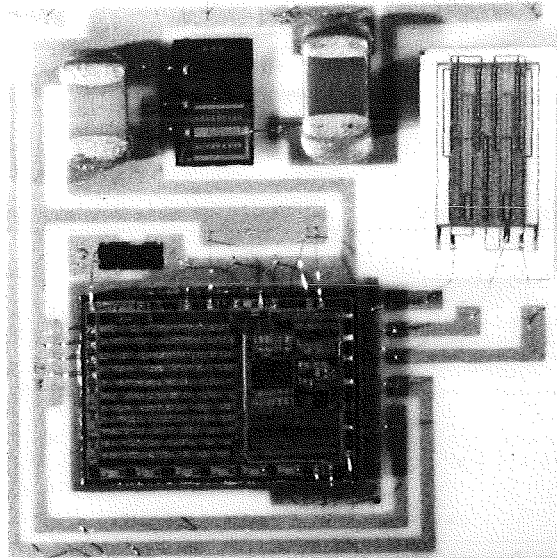
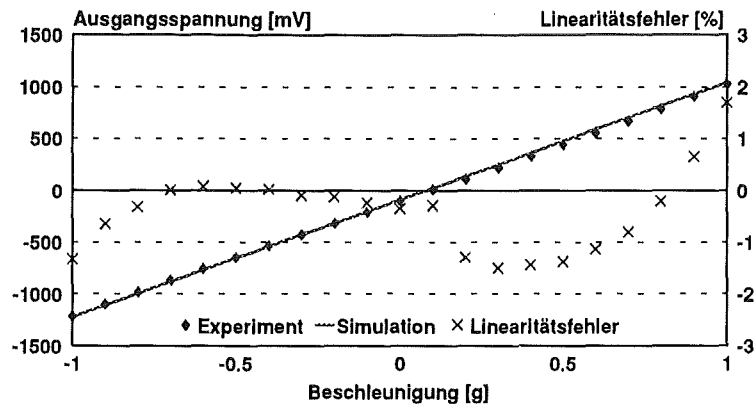


Abb. 26: Hybridschaltung mit LIGA-Beschleunigungssensorelementen, ASIC ht104 der Firma ht-Mikroelektronik, Linearregler 7805, Filterkondensatoren und Dünnschichtwiderstand (11mmx11mm)

Die dynamischen und statischen Eigenschaften des Sensors wurden mit dem in Kapitel 2.6 beschriebenen Versuchsaufbauten charakterisiert. Um große Linearitätsfehler zu vermeiden, wurde ein 5g-Sensorelement ausgewählt, das einen kleinen Lagefehler besitzt. Abb. 27 stellt die statischen Sensoreigenschaften dar. Die Empfindlichkeit des Sensors beträgt 1203 mV/g. Da der Schaltkreis ht104 absolute Kapazitätsdifferenzen auswertet, geht neben der Kondensatorspaltweite und der Federkonstante auch die Strukturhöhe in das Meßergebnis ein (Gl. 82). Die Strukturhöhe ist herstellungsbedingten Schwankungen unterworfen, so daß eine genaue Einstellung der Empfindlichkeit unmöglich ist. Stattdessen kann ein Toleranzband der Empfindlichkeit definiert werden. Der Sensor besitzt eine Offsetspannung von 105 mV, woraus sich ein geringer Lagefehler von ca. 0.3 % ableiten läßt. Der Linearitätsfehler konnte durch den Einsatz eines Sensorelementes mit großem Meßbereich und damit verbundenen großen mechanischen Kräften auf 1.5 % begrenzt werden. Dieser Wert stimmt gut mit dem theoretischen Wert von 1.4 % überein.

a)



b)

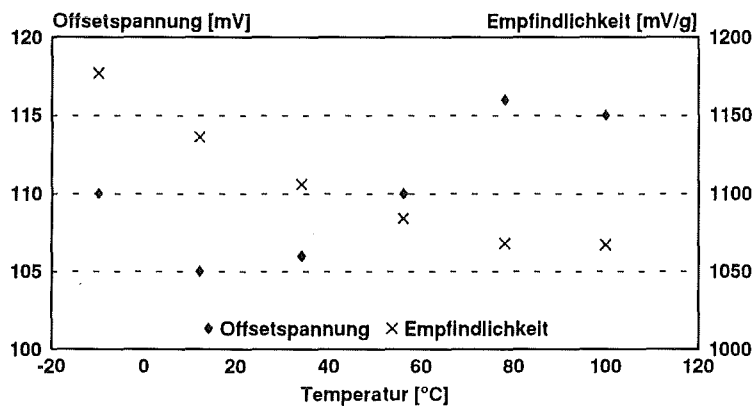


Abb. 27: Darstellung der statischen Eigenschaften des Sensors bestehend aus ht104 und LIGA-Beschleunigungssensor
a) Kennlinie bei Raumtemperatur
b) thermische Nullpunkts- und Empfindlichkeitsdrift

Die thermische Nullpunktsdrift des Sensors beträgt $0.9 \cdot 10^{-4}$ FSO/K. Der Temperaturkoeffizient des Sensors ist negativ ($-9 \cdot 10^{-4}$ 1/K). Diese Messung steht damit im Gegensatz zu den Messungen am Sensorelement selbst. Da über den Schaltkreis keine Angaben bezüglich thermischer Eigenschaften vorliegen, kann diese Abweichung an dieser Stelle nicht weiter untersucht werden.

Die dynamischen Eigenschaften des Sensors werden durch den Auswerteschaltkreis praktisch nicht beeinflusst. Sowohl das 5g-Sensorelement als auch der entsprechende Sensor mit Auswerteschaltkreis ht104 haben eine Resonanzfrequenz von 1250 Hz und eine Dämpfung von $d=0.25$.

Die Auflösung des Sensors wird durch die Quantisierungsschritte, mit denen die Korrekturspannung ΔU erzeugt wird, bestimmt. Die maximale Auflösung beträgt damit ca. $4 \cdot 10^{-3}$ FSO. In der Praxis kann dieser Wert jedoch nicht eingehalten werden, da aufgrund von Lagefehlern der seismischen Masse und unterschiedlichen Strukturhöhen nicht der maximalen Meßbereich genutzt werden kann. Damit verringert sich die nutzbare Auflösung auf ca. 10^{-2} FSO.

3.2.2. Prinzip der Ladungskompensation

Bei dem Ladungskompensationsverfahren wird nicht die Spannung an der Mittelelektrode zu null geregelt, sondern die von der Mittelelektrode abfließende Ladung durch Regelung der Spannungen U_{1T} und U_{2T} zu null abgeglichen. Das Schaltungsprinzip wurde schematisch bereits in Abb. 21 dargestellt.

Mit Gl. 58, $U_{1T}(s)=U_T(s)-\Delta U(s)$ und $U_{2T}(s)=U_T(s)+\Delta U(s)$ ergibt sich für den aus der Mittelelektrode abfließenden Strom $I_{ze}(s)$ unter der Randbedingung $|Z_e| \rightarrow 0$

$$I_{ze}(s) = (U_T(s) - \Delta U(s)) \cdot s \cdot C_1 - (U_T(s) + \Delta U(s)) \cdot s \cdot C_2 \quad (86)$$

Ein Abgleich des Stromes I_{ze} auf null führt zu einer Spannung ΔU von

$$\Delta U = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \cdot U_T \quad (87)$$

Bei diesem Verfahren wird somit eine Quotientenauswertung durchgeführt.

a) Linearitätseigenschaften

Durch die Quotientenauswertung wird bei einer parallelen Auslenkung der seismischen Masse, wie sie das LIGA-Sensorelement ausführt, ein lineares Meßsignal erzielt.

$$\Delta U = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \cdot U_T = \frac{\Delta y + \Delta y_{lf}}{y_0} \cdot U_T \quad (88)$$

Durch Zuleitungskapazitäten C_{ipar} , die den Sensorkondensatoren C_1 und C_2 parallel geschaltet sind, wird sowohl die Empfindlichkeit verringert als auch die ideale Linearität gestört. Für $C_{1par}=C_{2par}=C_{par}$ ergibt sich

$$\Delta U = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + 2 \cdot C_{par}} \cdot U_T \neq \frac{\Delta y + \Delta y_{lf}}{y_0} \cdot U_T \quad (89)$$

Damit verringert sich die Empfindlichkeit auf den Wert

$$E_{CC310} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 + C_2 + 2 \cdot C_{par}} \cdot E_0 \quad (90)$$

und es entsteht ein Linearitätsfehler von

$$\text{Err}_{\text{lin}} = \frac{C_{\text{par}}}{C_0 + C_{\text{par}}} \cdot E_{\text{CC310}}^2 \cdot a^2 \quad (91)$$

Bei einer realistischen Störkapazität von $C_{\text{par}}=0.1 \cdot C_0$ beträgt der relative Linearitätsfehler an einem 1g-Sensorelement bei Nennbeschleunigung $\text{Err}_{\text{lin}}=0.33 \%$. Er steigt mit steigender Störkapazität an, ist aber deutlich kleiner als im Falle des Spannungskompensationsverfahrens.

Durch die Kompensation der Ströme wird neben einer nahezu linearen Übertragungsfunktion zwischen Auslenkung und Meßspannung zusätzlich erreicht, daß die auf die seismische Masse wirkende elektrostatische Kraft verschwindet. Es gilt:

$$F_i = \frac{C_i}{y_i} \cdot U_i^2 = \frac{\epsilon_0 \cdot A_i}{(y_0 \pm \Delta y \pm \Delta y_{\text{Lf}})^2} \cdot (U_m \pm \Delta U)^2 \quad (92)$$

Nach Gl. 88 kompensieren sich die elektrostatischen Kräfte der beiden Kondensatoren bei $C_{\text{par}}=0$ exakt. Damit wird die Bewegung der seismischen Masse nicht durch die Auswertung beeinflusst, so daß keine zusätzlichen Effekte den kleinen Linearitätsfehler vergrößern.

b) Thermische Eigenschaften

Abb. 28 zeigt die thermische Nullpunktsdrift bei Auswertung des Sensorelementes nach dem Ladungskompensationsverfahren für unterschiedliche Lagefehler der seismischen Masse.

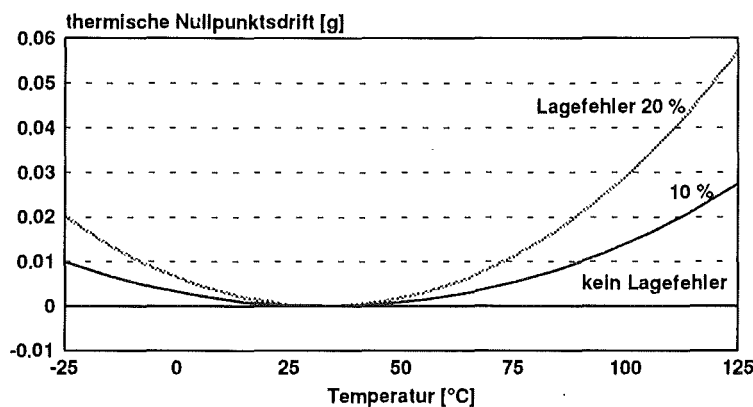


Abb. 28: Thermische Nullpunktsdrift bei Auswertung des Sensorelementes nach dem Ladungskompensationsverfahren für unterschiedliche Lagefehler der seismischen Masse

Die thermische Nullpunktsdrift nimmt auch beim CC310 mit steigendem Lagefehler der seismischen Masse praktisch linear zu. Der Temperaturkoeffizient der Nullpunktsdrift errechnet sich damit in Abhängigkeit von dem Lagefehler L_f zu

$$TK_{O,CC310}(L_f) = L_f \cdot 1.8 \cdot 10^{-3} \text{ g/K} .$$

Die Empfindlichkeitsdrift wird, wie auch schon bei der Auswertung des Sensorelementes nach dem Spannungskompensationsverfahren, maßgeblich durch die Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls des Biegezugmaterial bestimmt. Der Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit beträgt bei Auswertung nach dem Ladungskompensationsverfahren ebenfalls

$$TK_{E,CC310} = 2.3 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K} .$$

c) Querempfindlichkeit

Durch die Quotientenauswertung ist eine Translation der seismischen Masse in z- und y-Richtung von untergeordneter Bedeutung, da sie alle Kapazitäten in gleicher Weise verringert. Damit sind bei Auswertung des idealen Sensorelementes nach dem Ladungskompensationsverfahren alle translatorischen Querempfindlichkeiten des Sensors vernachlässigbar.

d) Experimentelle Ergebnisse

Auch für die Analyse eines Sensors bestehend aus CC310 und LIGA-Beschleunigungssensorelement wurde ein Hybridsystem aufgebaut, das in Abb. 29 dargestellt ist.

Die dynamischen und statischen Eigenschaften des Sensors wurden mit dem in Kapitel 2.6 beschriebenen Versuchsaufbau charakterisiert. Abb. 30 stellt die statischen Sensoreigenschaften dar.

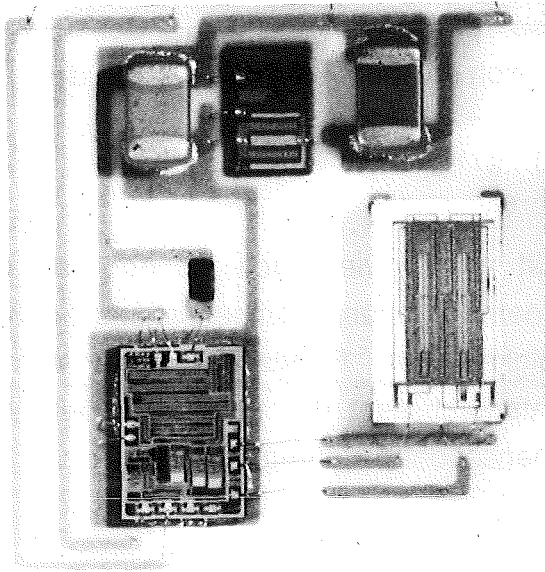
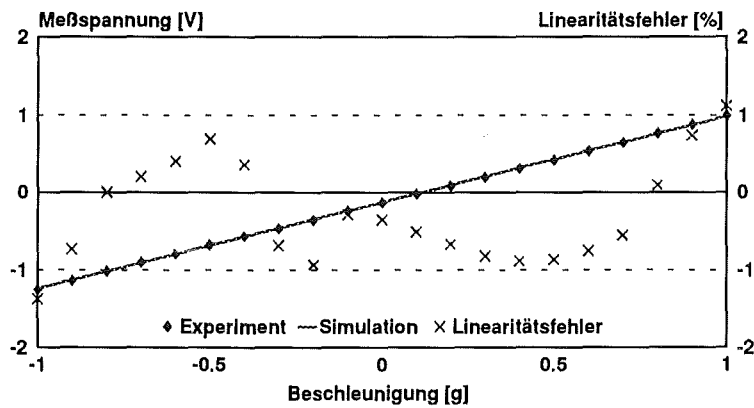


Abb. 29: Hybridschaltung mit LIGA-Beschleunigungssensorelementen, ASIC CC310 der Robert Bosch GmbH, Linearregler 7805, Filterkondensatoren und Dünnschichtwiderstand (11mmx11mm)

a)



b)

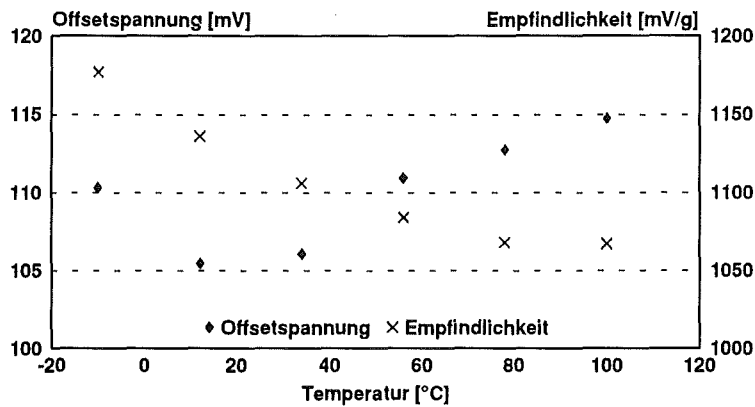


Abb. 30: Statischen Eigenschaften des Sensors aus CC310 und LIGA-Beschleunigungssensorelement
a) Kennlinie bei Raumtemperatur
b) thermische Nullpunkts- und Empfindlichkeitsdrift

Die Empfindlichkeit des Sensors beträgt bei Auswertung mit dem Schaltkreis CC310 1127 mV/g. Die Abweichung der Kurven für Simulation und Messung wird im wesentlichen durch den Linearitätsfehler des Sensors bestimmt. Er beträgt bis zu 1.2 % des Meßbereiches. Aus der Störkapazität C_{par} (Gl. 90), die mit 0.5 pF abgeschätzt werden kann, resultiert ein Linearitätsfehler von 0.33 %, wenn die Auslenkung der seismischen Masse als parallel und linear angenommen wird. Der Linearitätsfehler des Schaltkreises liegt nach Herstellerangaben bei 0.5 % des Meßbereiches. Aus dieser Abschätzung folgert, daß die Auslenkung der seismischen Masse zu einem Linearitätsfehler von ca. 0.4 % führt.

Der Sensor hat eine Offsetspannung von ca. 100 mV, was einem Lagefehler der seismischen Masse von 2 % entspricht. Bezogen auf die Meßspannung bei Nennbeschleunigung beträgt die thermische Nullpunktsdrift $8.8 \cdot 10^{-5}$ FSO/K. Der Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit ist negativ ($-9 \cdot 10^{-4}$ 1/K). Diese Messung steht damit im Gegensatz zu den Messungen am Sensorelement selbst. Der negative Temperaturkoeffizient ist damit vermutlich auf den Auswerteschaltkreis zurückzuführen, über den keine Angaben bezüglich des thermischen Verhaltens vorliegen.

Durch den Impulsversuch wurde das Frequenzverhalten des Sensors untersucht. Ein im CC310 integrierter Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von ca. 150 Hz [Bos90] verringert die Betragskennlinie, bevor sie ihr Resonanzmaximum bei ca. 550 Hz erreicht. Die 3dB-Grenzfrequenz des Sensors beträgt damit 150 Hz. Eine Variation des integrierten Tiefpasses bei einem Redesign ist jedoch möglich, so daß der Schaltkreis die volle Bandbreite des Sensors zur Verfügung stellen könnte.

Die Auflösung des Sensors wird durch das Rauschen des ASIC auf $2 \cdot 10^{-3}$ FSO begrenzt. Diese Angabe steht im Widerspruch zu Angaben bezüglich der Auflösungen von 10^{-5} FSO, die der äquivalente Schaltkreis von CSEM haben soll [Cse93].

3.3. Auswertung durch Kraftkompensationsverfahren zur Lageregelung der seismischen Masse

In Kapitel 3.1 wurde beschrieben, wie die auf die Mittelelektrode der Differentialkondensatoren wirkende elektrostatische Kraft erzeugt und berechnet werden kann. In Kapitel 3.2 wurden die Kräfte als Störquelle bei dem Ausschlagsverfahren dargestellt. In diesem Kapitel wird nun die Möglichkeit aufgezeigt, diese elektrostatischen Kräfte zur gezielten Kompensation der Trägheitskraft einzusetzen. Auf diesem Weg stellt sich nicht zwischen der durch die Beschleunigung entstehenden Trägheitskraft und der Rückstellkraft der Biegezone

ein Gleichgewicht ein, sondern die Trägheitskraft wird durch elektrostatische Kräfte kompensiert. Die Meßgröße ist in diesem Fall nicht mehr die Auslenkung der seismischen Masse, sondern die zur Kompensation notwendige elektrostatische Kraft und damit die krafterzeugende Spannung.

3.3.1. Prinzip der Kraftkompensation

Abb. 31 zeigt eine mögliche Schaltungsstruktur zur Auswertung kapazitiver Beschleunigungssensoren nach dem Kompensationsverfahren.

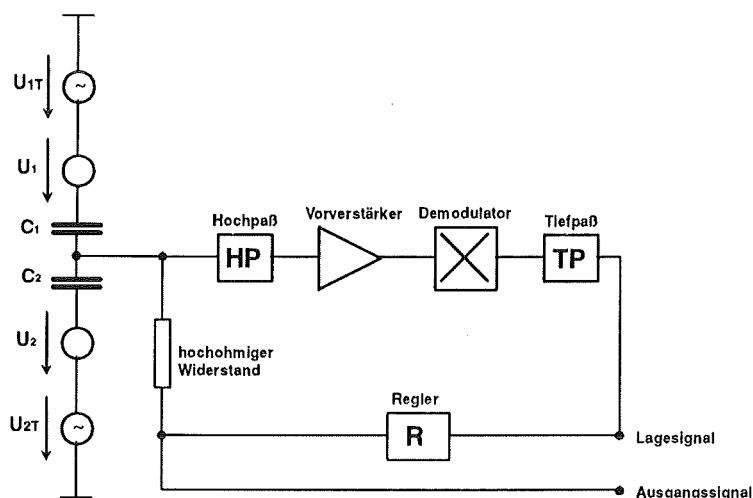


Abb. 31: Schaltungsstruktur zur Auswertung kapazitiver Beschleunigungssensoren nach dem Kompensationsverfahren

Der Differentialkondensator wird durch die Gleichspannungen U_1 und U_2 vorgespannt. Die Wechselspannungen $U_{1,2T}$ werden zur Messung der Lage der seismischen Masse verwendet. Durch einen Hochpaß wird das mit der Auslenkung der seismischen Masse modulierte, hochfrequente Trägersignal zu einem Vorverstärker geführt, wo es verstärkt wird. Entsprechend den Darstellungen zum Modulationsverfahren (3.1.1) wird das verstärkte Signal anschließend mit einem Demodulator und einem Tiefpaß gleichgerichtet. Das zur Verfügung stehende Lagesignal bildet das Eingangssignal für den Regler. Es ist von einem Rauschsignal überlagert. Die aus dem Lagesignal ermittelte Regelspannung wird hochohmig an die Mittelelektrode des Beschleunigungssensors angelegt. Da die an die Mittelelektrode angelegte Spannung dieselbe Frequenz besitzt wie die zu messende Beschleunigung, kann diese Spannung durch den Hochpaß von dem hochfrequenten Trägersignal getrennt werden, so daß die Verstärkerstufe das Regulationssignal nicht erfaßt.

Zur Analyse mittels regelungstechnischer Werkzeuge eignet sich die linearisierte Darstellung, die in einem Strukturdiagramm erfolgt. Dazu muß, wie bereits in Gl. 77 dargestellt, das nichtlineare System linearisiert werden. Abb. 32 zeigt das Strukturdiagramm für einen lagegeregelten Beschleunigungssensor nach der Linearisierung.

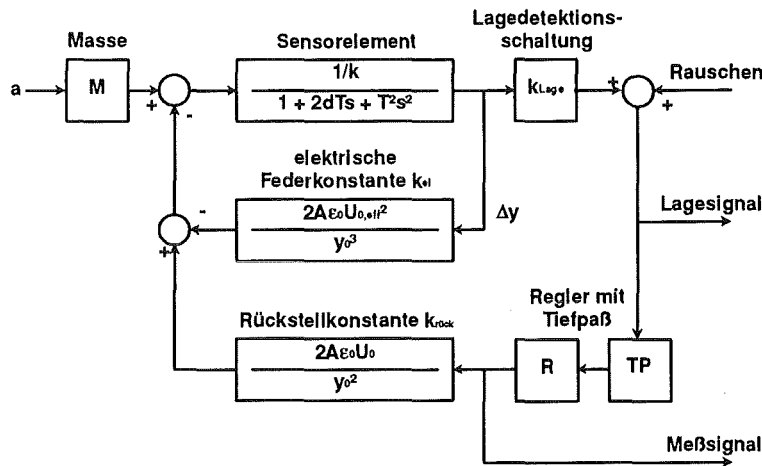


Abb. 32: Strukturdiagramm für einen lagegeregelten Beschleunigungssensor nach der Linearisierung

Die Beschleunigung wird durch die seismische Masse in eine Trägheitskraft gewandelt. Damit greifen an dem Feder-Masse-System drei Kräfte an, nämlich die Trägheitskraft, die inhärente elektrostatische Kraft, die durch die Vorspannung der Gegenelektrode zustande kommt, und die elektrostatische Kraft zur Lageregelung, die über einen Regler erzeugt wird.

Die inhärente Rückkopplung über die Rückstellkonstante k_{el} führt zu einer Verminderung der effektiven Federkonstante (Gl. 85). Um die Übersichtlichkeit zu erhöhen, kann diese Rückkopplung umgerechnet werden. Dabei ergibt sich das in Abb. 33 dargestellte Strukturbild.

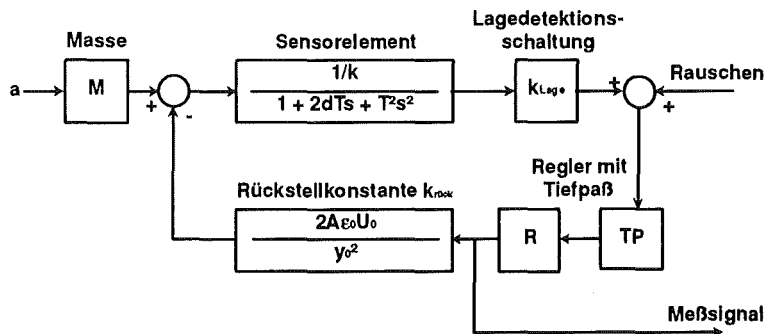


Abb. 33: Durch direkte Umrechnung der Rückstellkonstanten vereinfachtes Strukturbild, Berechnung der neuen Zeit- und Dämpfungskonstanten nach Gl. 93

Damit errechnen sich die Resonanzfrequenz und die Dämpfungskonstante nach

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{k_{\text{eff}}}{M}} = \sqrt{\frac{k - k_{\text{el}}}{M}} \quad (93)$$

$$d = \frac{\delta}{\sqrt{M \cdot k_{\text{eff}}}} = \frac{\delta}{\sqrt{M \cdot (k - k_{\text{el}})}}$$

Die Resonanzfrequenz wird mit wachsender Vorspannung verringert, die Dämpfungskonstante steigt mit wachsender Vorspannung an.

3.3.2. Stabilitätsgrenzen und Meßbereich

Um einen Sensor auch ohne die Kraftkompensation vermessen zu können, ist es erforderlich, daß der offene Regelkreis stabil ist. Weiterhin bietet das Kompensationsverfahren durch die Verfügbarkeit von elektrostatischen Kräften bei dem offenen Regelkreis die Möglichkeit, einen Sensorselbsttest durchzuführen. Aus diesem Grund muß neben der Stabilitätsanalyse des geschlossenen Regelkreises, die bei der Reglersynthese erfolgt, auch eine Stabilitätsbetrachtung für den offenen Regelkreis durchgeführt werden.

a) Stabilität des offenen Regelkreises

In Gl. 80 wird die auf die Mittelelektrode eines Differentialkondensators wirkende elektrostatische Kraft für den offenen Regelkreis ($\Delta U=0$) angegeben. Sie nimmt mit wachsender Auslenkung zu und zieht die seismische Masse an diejenige Gegenelektrode mit der kleineren Spaltweite. Die Rückstellkraft der Blattfeder wirkt dieser elektrostatischen Kraft entgegen, so daß sich bei einer stabilen Auslegung des unregulierten Systems ein Kräftegleichgewicht einstellt. Bei einem Lagefehler der seismischen Masse wirken jedoch elektrostatische Kräfte, die zunächst nicht von einer Federkraft kompensiert werden. Es sind daher zwei Faktoren für die Betrachtung der Systemstabilität wesentlich:

1. der herstellungsbedingte Lagefehler $L_f \cdot y_0 = \Delta y_{L_f}$
2. das Verhältnis von elektrostatischer und mechanischer Kraft pro Δy

Unter der Annahme, daß nach dem Herstellungsprozeß ein Lagefehler L_f vorhanden ist, berechnet sich das Kräftegleichgewicht des offenen Regelkreises ($\Delta U=0$) zu

$$F_{el} = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{2} \left(\frac{U_{0,eff}^2}{((1-Lf) \cdot y_0 - \Delta y_G)^2} - \frac{U_{0,eff}^2}{((1+Lf) \cdot y_0 + \Delta y_G)^2} \right) = k \cdot \Delta y_G = F_{BZ} \quad (94)$$

Abb. 34 zeigt anschaulich die Kraftverläufe, die sich bei einer Auslenkung der seismischen Masse ergeben, wobei ein Lagefehler von 10 % angenommen wurde.

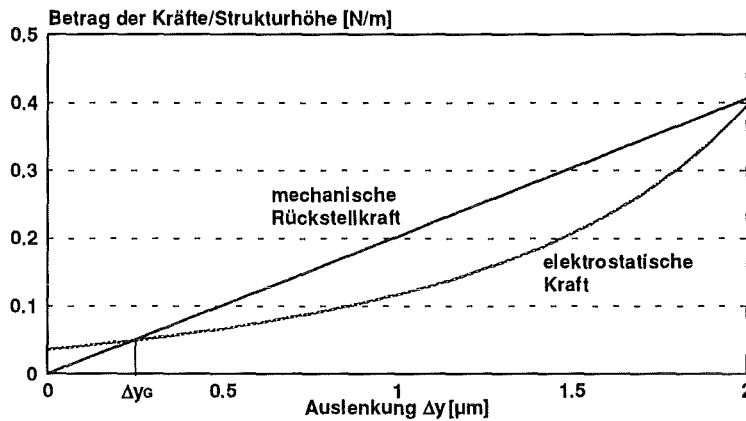


Abb. 34: Vergleich von mechanischen und elektrostatischen Kräften, die bei einer elektrischen Vorspannung der Gegenelektroden durch eine Auslenkung der seismischen Masse hervorgerufen werden ($a=0$, $\Delta U=0$, $Lf=10\%$, $U_{0,eff}=5V$, $y_0=4\mu m$)

Wirkt keine Beschleunigung auf die seismische Masse, so wird aufgrund der unsymmetrischen Lage Δy_{Lf} die seismische Masse, wie Abb. 34 zu entnehmen ist, ausgelenkt, bis die mechanische Rückstellkraft der elektrostatischen Kraft bei einer Auslenkung von $\Delta y_G=0.25 \mu m$ die Waage hält. Es ergibt sich eine resultierende Auslenkung von

$$\Delta y_G + Lf \cdot y_0 = 0.65 \mu m \quad .$$

Mit zunehmendem Lagefehler Lf erhöhen sich die elektrostatischen Kräfte. Die Stabilitätsgrenze des offenen Regelkreises, die die maximal zulässige Vorspannung der Gegenelektroden bei vorgegebenem Lagefehler begrenzt, ergibt sich aus der Notwendigkeit, daß der Kraftverlauf der elektrostatischen Kraft mit dem der mechanischen Rückstellkraft mindestens einen Schnittpunkt besitzen muß, der in dem Bewegungsbereich der seismischen Masse liegt. Die sich aus diesen Überlegungen ergebende maximale Vorspannung stellt Abb. 35 als Funktion des Lagefehlers dar.

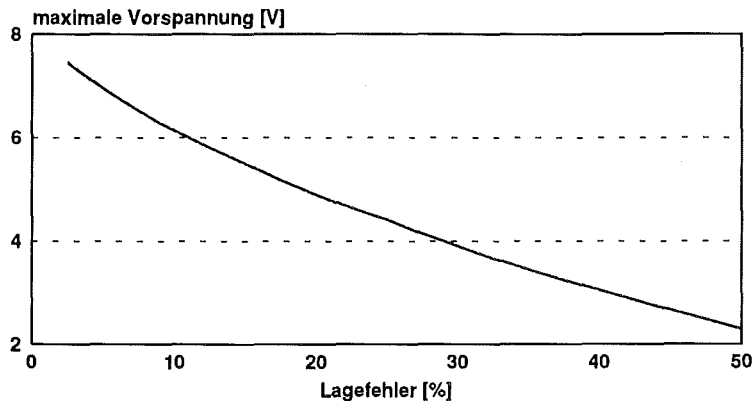


Abb. 35: Darstellung der maximalen Vorspannung der Gegenelektroden als Funktion des Lagefehlers

Es zeigt sich, daß die maximal zulässige Vorspannung der Gegenelektroden mit zunehmendem Lagefehler stark abnimmt, was sich negativ auf den zu untersuchenden Meßbereich des Sensors mit geschlossenem Regelkreis auswirkt.

b) Meßbereich des geschlossenen Regelkreises

Wird der Regelkreis geschlossen, erzeugt der Regler eine Regelspannung ΔU , die die seismische Masse in ihre ideale Mittellage abgleicht. Dabei muß zunächst der Lagefehler Δy_{Lf} kompensiert werden, was zu einem Offset der Regelspannung ΔU_{off} führt.

$$\Delta U_{off} = \frac{k \cdot y_0 \cdot L_f}{2 \cdot \epsilon_0 \cdot U_0 \cdot \sum_1 \frac{A_i}{y_{oi}^2}} \quad (95)$$

Bei der Messung von Beschleunigungen wird zusätzlich die angreifende Trägheitskraft durch elektrostatische Kräfte kompensiert. Damit verändert sich die Regelspannung ΔU um

$$\Delta U(a) = \frac{M \cdot a}{2 \cdot \epsilon_0 \cdot U_0 \cdot \sum_1 \frac{A_i}{y_{oi}^2}} \quad (96)$$

Die gesamte Regelspannung ΔU ergibt sich aus der Summe der beiden Einzelkomponenten zu

$$\Delta U = \Delta U_{off} + \Delta U(a) \quad (97)$$

Da die Regelspannung maximal so groß werden kann wie die Vorspannung der Gegenelektroden, wird der Aussteuerbereich des Sensors mit dem Betrag der Vorspannung der Gegenelektroden festgelegt. Es gilt :

$$a_{\max} = \frac{1}{M} \cdot (F_{\text{el,max}} - F_{\text{el,off}}) \tag{98}$$
$$= \frac{1}{M} \cdot \left(2 \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot \frac{U_0^2}{y_0^2} - k \cdot y_0 \cdot Lf \right)$$

$F_{\text{el,max}}$ maximal erzeugbare elektrostatische Kraft auf die Mittelelektrode

Unter den dargestellten Randbedingungen ergibt sich ein maximaler Aussteuerbereich in Abhängigkeit des Lagefehlers, der in Abb. 36 dargestellt ist.

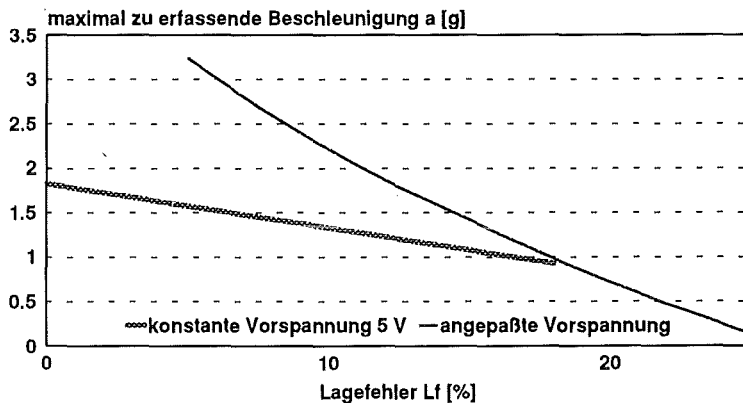


Abb. 38: Darstellung des maximalen Aussteuerbereichs in Abhängigkeit des Lagefehlers bei einer konstanten Vorspannung von 5 V und bei einer maximal möglichen Vorspannung

Bei verschwindendem Lagefehler ist theoretisch eine beliebig hohe Vorspannung der Gegenelektroden möglich, ohne den Stabilitätsbereich zu verlassen. Entsprechend läßt sich eine beliebig hohe Beschleunigung erfassen. Mit steigendem Lagefehler sinkt die maximal zu erfassende Beschleunigung schnell ab. Erst bei einem Lagefehler von mehr als 18 % kann der Meßbereich des Sensorelementes nicht mehr abgedeckt werden.

In der Praxis hat es sich als sinnvoll erwiesen, für einen Toleranzbereich des Lagefehlers die Stabilität zu garantieren. Soll der Meßbereich des Sensorelementes erfaßt werden, so muß für einen Lagefehler von 18 % die Stabilität gewährleistet sein. Dies entspricht, wie Abb. 317 zeigt, etwa einer Vorspannung von 5 V. Damit ergibt sich bei einer Amplitude des Trägersignals von 1 V nach Gl. 80 eine effektive Vorspannung von 5.05 V. Für diese Vorspannung kann allerdings auch bei Lagefehlern kleiner als 18 % maximal ein Meßbereich von 1.8 g erfaßt werden.

Diese Analysen machen deutlich, wie stark ein Lagefehler der seismischen Masse über den Meßbereich des Sensors entscheidet. Der Lagefehler der seismischen Masse sollte deshalb unbedingt klein gehalten werden.

c) Stabilität nach einem Überschreiten des Meßbereiches

Ein weiteres Stabilitätskriterium ergibt sich aus der Bedingung, daß die seismische Masse nach einer Überschreitung des Meßbereiches wieder in ihre Ruhelage gelangt. Wird der Meßbereich des Sensors überschritten, reicht die elektrostatische Kraft zur Kompensation der Trägheitskraft nicht aus, und die seismische Masse wird an eine Gegenelektrode gedrängt. Durch die in das Sensordesign eingearbeiteten Anschläge kann ein Kontakt zwischen Gegenelektrode und seismischer Masse, der zwangsläufig zu extrem großen elektrostatischen Kräften führen würde, verhindert werden. Die Spaltweite ist in diesem Fall durch die Anschläge auf 0.5 µm begrenzt, so daß realistische Spannungsdifferenzen $U_0 - \Delta U$ nur mäßige elektrostatische Kräfte ergeben. Um ein Zurückspringen der seismischen Masse nach einer Überlast zu gewährleisten, muß bei der Spaltweite von 0.5 µm die mechanische Rückstellkraft größer sein als die elektrostatische Kraft:

$$\frac{\epsilon_0 \cdot A}{2} \cdot \left(\frac{(U_0 - \Delta U)^2}{(y_0 - \Delta y_{\max})^2} - \frac{(U_0 + \Delta U)^2}{(y_0 + \Delta y_{\max})^2} \right) \leq k \cdot \Delta y_{\max} \quad (99)$$

Numerische Rechnungen zeigen, daß bei einer Spaltweite von 4 µm und einer maximalen Auslenkung von 3.5 µm die Regelspannung nicht mehr als ±30 % von der Vorspannung der Gegenelektrode abweichen darf, um ein sicheres Zurückschwingen der seismischen Masse nach einer Überlastung zu gewährleisten.

3.3.3. Linearitätseigenschaften

In Kapitel 3.1.2 wird gezeigt, daß die elektrostatische Kraft bei verschwindender Lageabweichung $\Delta y=0$ streng proportional zur Stellgröße ΔU ist. In Kapitel 3.3.1 ist das Prinzip der Lageregelungsschaltung dargestellt. Das Modulationsverfahren, mit dem die Lage der seismischen Masse erfaßt wird, hat bei Spannungsauswertung im Idealfall ($Z_e \rightarrow \infty$) die Übertragungsfunktion (vgl. Gl.64)

$$U_L = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \cdot U_T = \frac{\Delta y}{y_0} \cdot U_T \quad (100)$$

Im geschlossenen Regelkreis wird U_L zu null geregelt, was im Idealfall $\Delta y=0$ entspricht. Den Kondensatoren C_1 und C_2 sind aber in der Praxis Störkapazitäten C_{1par} und C_{2par} parallel geschaltet, so daß sich bei ungleicher Störkapazität $C_{1par} \neq C_{2par}$ und einem Abgleich $U_L=0$ eine Lage der seismischen Masse $\Delta y \neq 0$ einstellt. Wird für die Störkapazitäten der Ansatz gemacht

$$\begin{aligned} C_{1par} &= C_{0par} + \Delta C_{par} \\ C_{2par} &= C_{0par} - \Delta C_{par} \end{aligned} \quad (101)$$

so ergibt sich für $\Delta C_{par} \neq 0$ eine Lageabweichung Δy von

$$\Delta y = \frac{\epsilon_0 \cdot A - \sqrt{\epsilon_0^2 \cdot A^2 + 4 \cdot \Delta C_{par}^2 \cdot y_0^2}}{2 \cdot \Delta C_{par}} \quad (102)$$

aus der sich nach Gl. 78 ein relativer Linearitätsfehler von

$$\text{Err}_{lin}(\Delta C_{par}) = \frac{\frac{\epsilon_0 \cdot A - \sqrt{\epsilon_0^2 \cdot A^2 + 4 \cdot \Delta C_{par}^2 \cdot y_0^2}}{2 \cdot \Delta C_{par}}}{y_0^2 + \left(\frac{\epsilon_0 \cdot A - \sqrt{\epsilon_0^2 \cdot A^2 + 4 \cdot \Delta C_{par}^2 \cdot y_0^2}}{2 \cdot \Delta C_{par}} \right)^2} \cdot \frac{\Delta U}{U_0} \quad (103)$$

berechnen läßt. Abb. 37 zeigt den relativen Linearitätsfehler als Funktion der Störkapazitätsdifferenz ΔC_{par} .

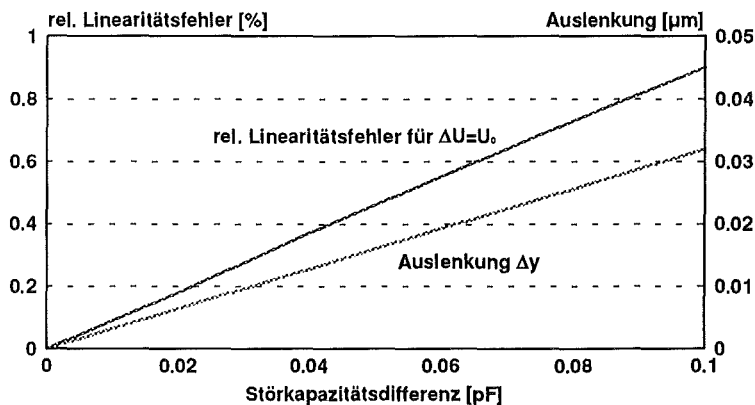


Abb. 37: Auslenkung Δy und relativer Linearitätsfehler des Ausgangssignals bei Lageregelung als Funktion der Differenz der Störkapazitäten $2 \cdot \Delta C_{par}$

Sowohl die durch die Kapazitätsdifferenz erzeugte Auslenkung Δy , als auch der relative Linearitätsfehler steigen mit wachsender Differenz der Störkapazitäten ΔC_{par} annähernd linear an. Um einen kleinen Linearitätsfehler zu erreichen, müssen deshalb bei dem Lageregelungsverfahren möglichst identische Störkapazitäten und möglichst große Sensorkapazitäten erzeugt werden. Ein Linearitätsfehler unter 1 % kann bei einer Grundkapazität von 4.5 pF nur für $\Delta C_{\text{par}} < 0.05$ pF erreicht werden.

3.3.4. Thermische Nullpunkts- und Empfindlichkeitsdrift

In diesem Kapitel wird das thermische Verhalten des Systems diskutiert, wobei nicht auf die thermischen Eigenschaften der elektronischen Schaltkreise eingegangen wird, sondern die Auswirkungen der sensorbedingten thermischen Fehler analysiert werden.

a) Thermische Nullpunktsdrift

Da die seismische Masse sich durch die Regelung in ihrer idealen Ruhelage befindet und eine Quotientenauswertung vorgenommen wird, ist die thermisch bedingte gleichartige Veränderung der beiden Kondensatoren bezüglich der Lagedetektion vernachlässigbar.

Zur Bewegung der seismischen Masse aus der Lage, die durch den Lagefehler bestimmt wird, in ihre ideale Mittellage wird aber eine elektrostatische Kraft benötigt, die genauso groß ist wie die entsprechende Federkraft. Da die Federkraft und die Kondensatorspaltweiten temperaturabhängig sind, ergibt sich eine thermische Nullpunktsdrift, die von dem Lagefehler der seismischen Masse abhängt. Es gilt nach Gl. 95

$$\Delta U(\vartheta, 0g) = \frac{k(\vartheta) \cdot y_o \cdot Lf}{2 \cdot \epsilon_o \cdot U_o \cdot \sum_i \frac{A_i}{y_{oi}(\vartheta)^2}} \quad (104)$$

Die relative thermische Nullpunktsdrift ergibt sich zu (Gl. 105):

$$\frac{\Delta U(\vartheta, 0g) - \Delta U(\vartheta_o, 0g)}{(\Delta U(\vartheta_o, a_{\text{nenn}}) - \Delta U(\vartheta_o, 0g)) \cdot a_{\text{nenn}}} = \left(\frac{\sum_i \frac{A_i}{y_{oi}(\vartheta_o)^2}}{\sum_i \frac{A_i}{y_{oi}(\vartheta)^2}} \cdot (1 + \alpha_k (\vartheta - \vartheta_o)) - 1 \right) \cdot \frac{k(\vartheta_o) \cdot y_o \cdot Lf}{M \cdot a_{\text{nenn}}^2}$$

a_{nenn} Nennmeßbereich des Sensors

Abb. 38 zeigt die thermische Nullpunktsdrift bezogen auf den Meßbereich des Sensors bei verschiedenen Lagefehlern der seismischen Masse.

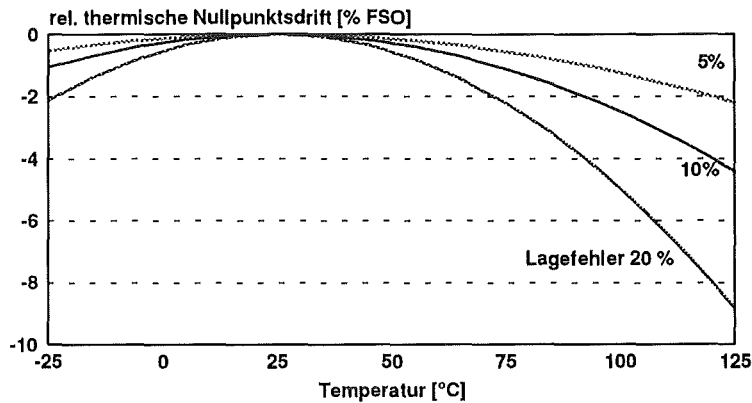


Abb. 38: Darstellung der thermischen Nullpunktsdrift bezogen auf den Meßbereich in Abhängigkeit des Lagefehlers der seismischen Masse

Die thermische Nullpunktsdrift wächst mit steigendem Lagefehler an, so daß zur Optimierung dieser Eigenschaft der Lagefehler des Sensors so klein wie möglich gehalten werden muß. Für einen 1g-Sensor ergibt sich in Abhängigkeit des Lagefehlers ein Temperaturkoeffizient der Nullpunktsdrift von

$$TK_{O,LR}(Lf) = Lf \cdot 2.66 \cdot 10^{-3} \text{ g/K} .$$

Er ist vergleichbar mit den Kenngrößen bei dem Ausschlagsverfahren.

b) Thermische Empfindlichkeitsdrift

Die thermische Empfindlichkeitsdrift entsteht durch die Veränderung der Kondensatorspalte bei Temperaturänderung. Die elektrostatische Kraft muß die mechanische Trägheitskraft kompensieren.

$$E(\vartheta) = \frac{\Delta U(\vartheta, a)}{a} = \frac{M}{2 \cdot \epsilon_0 \cdot U_0 \cdot \sum_1 \frac{A_i}{y_{0i}(\vartheta)^2}} \quad (106)$$

Abb. 39 zeigt die relative thermische Empfindlichkeitsdrift über der Temperatur.

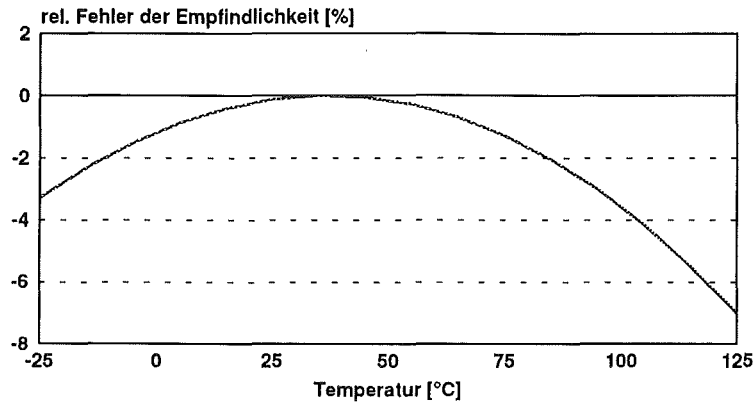


Abb. 39: Darstellung des relativen Fehlers der Empfindlichkeit als Funktion der Temperatur unter der Voraussetzung, daß die Schaltung keine Temperatureffekte hervorruft

Die thermische Empfindlichkeitsdrift zeigt parabolischen Charakter. Der Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit bei dem Kompensationsverfahren beträgt

$$TK_{E,LR} = 4.7 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$$

und ist ca. doppelt so groß wie der Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit bei den untersuchten Ausschlagsverfahren ($2.3 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$).

3.3.5. Reglerentwurf unter Berücksichtigung der dynamischen Eigenschaften und des Signal-Rausch-Verhältnisses

Mit den erarbeiteten Berechnungsgrundlagen wurde in Hybridtechnik ein Schaltkreis nach dem Kompensationsverfahren aufgebaut. In dieser Arbeit wird auf die Darstellung der schaltungstechnischen Feinheiten bewußt verzichtet und nur der systematische Reglerentwurf dargestellt. Den detaillierten Schaltungsentwurf beschreibt ein entsprechender Bericht [Krö94].

Als Grundlage für den Reglerentwurf befindet sich im Anhang A.2 eine kurze Einführung in die Regelungstechnik. Für das Regelungssystem Beschleunigungssensor ergibt sich eine Führungsübertragungsfunktion $G_w(s)$, die die Änderung der Ausgangsgröße Regelspannung (ΔU) in Abhängigkeit von der Beschleunigung (a) darstellt:

$$G_w(s) = \frac{\Delta U(s)}{a(s)} \quad (107)$$

$G_w(s)$ Führungsübertragungsfunktion

Die Störübertragungsfunktion $G_s(s)$ beschreibt die Reaktion der Regelspannung ΔU auf das Rauschsignal R (vgl. Abb. 33).

$$G_s(s) = \frac{\Delta U(s)}{R(s)} \quad (108)$$

$G_s(s)$ Störübertragungsfunktion

Mit der Realisierung des Auswerteschaltkreises nach dem Kompensationsverfahren werden zwei Ziele verfolgt:

1. Der Betrag der Führungsübertragungsfunktion $G_w(s)$ soll bis zu einer Frequenz ω_{\max} konstant sein, um dann mit wachsender Frequenz $\omega > \omega_{\max}$ stark abzufallen. Damit ist garantiert, daß das bis zu ω_{\max} gemessene Spektrum nicht durch höhere Spektralanteile des Meßsignals, die nicht erfaßt werden sollen, gestört wird.
2. Um mit den Sensoren eine möglichst große Auflösung zu erzielen, muß die Störübertragungsfunktion auf geringes Rauschen optimiert werden.

Zur Optimierung der Rauscheigenschaften wird die mittlere Rauschleistung berechnet. Dabei werden nicht die einzelnen Rauschquellen berücksichtigt, sondern vereinfachend weißes Rauschen am Ausgang der Lagedetektionsschaltung angenommen [Krö94]. Weißes Rauschen zeichnet sich durch seine konstante Rauschleistungsdichte

$$R(j\omega) = \sqrt{N_w} \quad (109)$$

aus. Damit berechnet sich die der Regelspannung überlagerte mittlere Rauschleistung nach Gl. 108 und [Krö94] zu

$$\overline{U_{r,\text{eff}}^2} = \int_0^{\infty} N_w \cdot |G_s(j\omega)|^2 \cdot d\omega \quad (110)$$

$U_{r,\text{eff}}$ Effektivwert der Rauschspannung

Dieses Maß kann, da N_w nicht von ω abhängt, unabhängig von der konkreten Rauschleistungsdichte N_w optimiert werden.

Bei dem folgenden Reglerentwurf werden mit PILAR [Föl90] berechnete Wurzelortskurven (vgl. A.2) zur ersten Analyse des Regelungssystems herangezogen, anschließend Randbedingungen an die Betragsübertragungsfunktion gestellt und die Betragsübertragungsfunktion durch Rechnungen mit PSpice [Mic92] überprüft. Vorhandene Freiheitsgrade werden dann für eine Optimierung der Rauscheigenschaften herangezogen.

Der Sensoranwender definiert die dynamischen Anforderungen an den Sensor anhand der erforderlichen Bandbreite ω_{\max} und einer Toleranzangabe zur Resonanzüberhöhung. In dieser Arbeit werden für das 1g-Sensorelement drei Bandbreiten untersucht:

- $\omega_{\max} < \omega_{\text{res}}$
- $\omega_{\max} \approx \omega_{\text{res}}$
- $\omega_{\max} > \omega_{\text{res}}$

Dabei ist zu berücksichtigen, ob eine Resonanzüberhöhung bzw. ein Überschwingen der Impulsantwort zulässig ist oder nicht. In dieser Arbeit werden Reglerentwürfe exemplarisch für eine maximale Resonanzüberhöhung von 5 % durchgeführt.

Bei der Reglerdimensionierung muß zunächst beachtet werden, daß ein Integrierglied in den Regelkreis eingeführt werden muß, da nur so eine stationäre Genauigkeit $\Delta y=0$ erzielt werden kann, die eine hohe Linearität gewährleistet (Gl. 78). Damit können zwei unterschiedliche Standardregler, nämlich PI- und PID-Regler, eingesetzt werden. Der PI-Regler besitzt einen Proportionalanteil und einen Integralanteil und wird durch folgende Übertragungsfunktion beschrieben.

$$G_{\text{PI}}(s) = k_r \frac{1 + T_r \cdot s}{s} = \frac{k_r}{s} + k_r \cdot T_r \quad (111)$$

$$T_r = \frac{1}{\omega_r}$$

$G_{\text{PI}}(s)$ Übertragungsfunktion eines PI-Reglers

Der PID-Regler besitzt zu dem Proportional- und Integralanteil noch einen Differentialanteil. Gl. 112 gibt seine Übertragungsfunktion wieder.

$$G_{\text{PID}}(s) = k_r \frac{(1 + T_{r1} \cdot s) \cdot (1 + T_{r2} \cdot s)}{s} = \frac{k_r}{s} + k_r \cdot (T_{r1} + T_{r2}) + k_r \cdot T_{r1} \cdot T_{r2} \cdot s \quad (112)$$

$G_{\text{PID}}(s)$ Übertragungsfunktion eines PID-Reglers

Ist das Nullstellenpaar des Reglers nicht reell sondern konjugiert komplex, so wird der Regler als verallgemeinerter PID-Regler bezeichnet, der, wie ein schwingungsfähiges Verzögerungsglied zweiter Ordnung, eine Dämpfung d_r und eine Zeitkonstante T_r besitzt.

$$G_{\text{PID}}(s) = \frac{1 + d_r \cdot T_r \cdot s + T_r^2 \cdot s^2}{s} \quad (113)$$

Durch den Differentialanteil der beiden Regler wird bereits vorhandenes Rauschen verstärkt. Er sollte nur verwendet werden, wenn dies unumgänglich ist.

a) $\omega_{\text{max}} < \omega_{\text{res}}$

Dieser Anwendungsfall entspricht einer Spezifikation, wie sie z.B. für die Erfassung des Beschleunigungsverlaufes bei Wägesystemen definiert wurde. Die geforderte Grenzfrequenz von z.B. $f_{\text{max}}=20$ Hz liegt deutlich unterhalb der Resonanzfrequenz des Sensors ($f_{\text{res}}=557$ Hz). Die geringe Grenzfrequenz ermöglicht eine störungsarme Aufzeichnung langsam veränderlicher Beschleunigungen.

Abb. 40 zeigt ein Beispiel für eine Wurzelortskurve für das 1g-LIGA-Sensorelement bei einer Vorspannung von 5 V und einen PI-Regler.

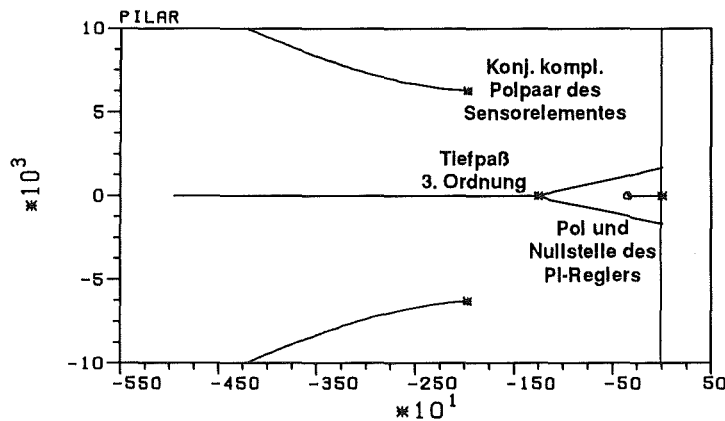


Abb. 40: Wurzelortskurve für ein lagegeregeltes Beschleunigungssensorsystem mit einem PI-Regler, 5 V Vorspannung, $f_{\text{max}}=20$ Hz
 $\omega_{\text{max}}=2 \cdot \pi \cdot f_{\text{max}}$, $\omega_r=4 \cdot \omega_{\text{max}}$, $\omega_{\text{TP}}=3 \cdot \omega_r$

Die Abszisse gibt den Realteil, die Ordinate den Imaginärteil der komplexen Zahl s an. Das 1g-Sensorelement ist als konjugiert komplexes Polpaar zu erkennen (Abb. 33). Dieses Polpaar kann nicht frei verschoben werden, sondern wird durch die Wahl des Sensorelementes festgelegt. Auch der Pol des PI-Reglers liegt im Koordinatenursprung fest, während die Lage seiner Reglernullstelle auf der negativen reellen Achse frei gewählt werden kann. Der 3-fache Pol auf der

negativen reellen Achse stellt den elektrischen Tiefpaß 3. Ordnung dar, der mit einem Operationsverstärker realisiert werden kann. Seine Ordnung sollte nicht erhöht werden, um die Anzahl der benötigten Operationsverstärker nicht zu erhöhen. Seine Grenzfrequenz und damit die Lage der Pole kann auf der negativen reellen Achse variiert werden.

Die verschiedenen Äste der Wurzelortskurve beginnen mit kleinem Verstärkungsfaktor bei den Polen des offenen Regelkreises, also bei den in Abb. 40 mit einem * dargestellten Polen und enden in den als ⊙ dargestellten Nullstellen des offenen Regelkreises, die teilweise in den Grenzen $|s| \rightarrow \infty$ liegen. Bestimmend für die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises ist die Lage des Poles, der am nächsten am Ursprung liegt. Damit ist bei dieser Wurzelortskurve der Pol, der sich aus dem PI-Regler ergibt, für das Übertragungsverhalten bestimmend. Durch die Wahl des Rückkopplungsfaktors kann er zwischen dem Pol im Ursprung und der Nullstelle des PI-Reglers frei bewegt werden. Dabei ist zu berücksichtigen, daß das System nicht instabil werden darf. Notwendige und hinreichende Bedingung hierfür ist, daß die Pole der Wurzelortskurvenäste, die sich aus dem Tiefpaß 3. Ordnung ergeben, nicht in der positiven Halbebene liegen dürfen.

Um eine derartige Wurzelortskurve zu erhalten, ist es erforderlich, daß der Betrag der Reglernullstelle ω_r größer ist als die geforderte Bandbreite ω_{\max} . Die Grenzfrequenz des Tiefpasses ω_{TP} muß mindestens genauso groß sein wie ω_r . Unter diesen Randbedingungen wird durch viele Variationen von Zeitkonstanten und Rückkopplungsfaktoren eine Grenzfrequenz f_{\max} von 20 Hz bei einer maximalen Resonanzüberhöhung von 5 % erzielt.

Diese Reglerentwürfe unterscheiden sich jedoch durch ihre Störübertragungsfunktion. Zur Beurteilung der unterschiedlichen Störübertragungsfunktionen wird die mittlere Rauschleistung (Gl. 110) herangezogen, die Abb. 41 als Funktion der Regler- und Tiefpaß-Grenzfrequenzen darstellt. Es zeigt sich, daß eine Verringerung der mittleren Rauschleistung durch eine Verkleinerung der Tiefpaßgrenzfrequenz erreicht werden kann. Dies liegt an der Bandbegrenzung, die der Tiefpaß für die Leistungsübertragungsfunktion darstellt. Das leichte Ansteigen der mittleren Rauschleistung für $\omega_{TP} = \omega_r$ bei einer Vergrößerung des Betrages der Reglernullstelle von $\omega_r/\omega_{\max} = 2$ auf $\omega_r/\omega_{\max} = 16$ ist mit dem hohen erforderlichen Rückkopplungsfaktor zu begründen. Dadurch wird das konjugiert komplexe Polpaar, das sich aus dem Tiefpaß 3. Ordnung ergibt, zu einem System zweiter Ordnung mit einer nur geringen Dämpfung, was zu einem starken Rauschanteil führt. Für $\omega_r < 2 \cdot \omega_{\max}$ würde die Dämpfung des Systems zu gering und die Forderung, daß die Resonanzüberhöhung nicht größer als 5 % werden darf, könnte nicht eingehalten werden.

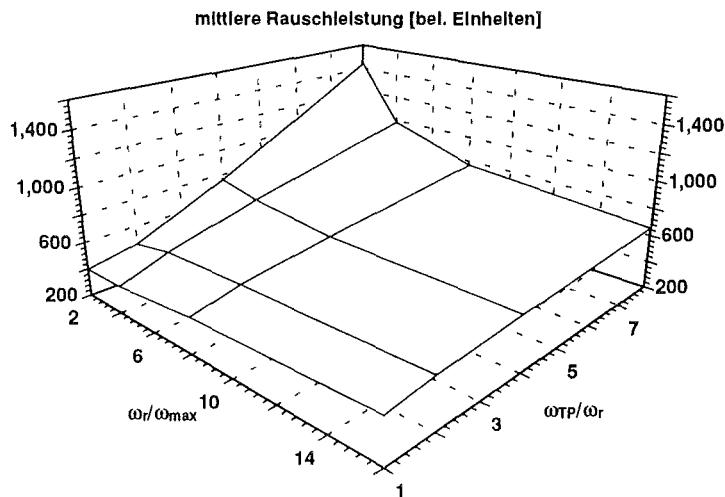


Abb. 41: Darstellung der berechneten mittleren Rauschleistung als Funktion der normierten Regler- und Tiefpaß-Grenzfrequenzen, Bandbreite $f_{max}=20$ Hz, keine Resonanzüberhöhung

b) Anwendungen mit einer Bandbreite $\omega_{max} \approx \omega_{res}$

Berechnungen zu dem Einsatz eines PI-Reglers zur Lageregelung zeigen, daß mit ihm nur bedingt ein Betrieb des Sensors über die Resonanzfrequenz hinaus möglich ist. Abb. 42 verdeutlicht dies an einer Wurzelortskurve.

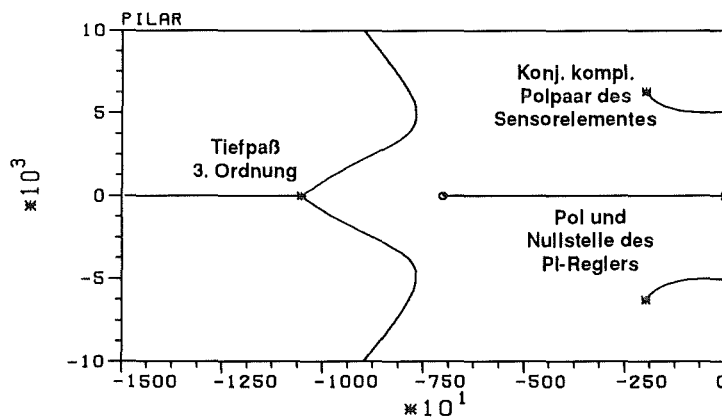


Abb. 42: Wurzelortskurve für ein lagegeregeltes Beschleunigungssensorsystem mit einem PI-Regler, 5 V Vorspannung, $f_{max}=200$ Hz
 $\omega_{max}=2 \cdot \pi \cdot f_{max}$, $\omega_r=4 \cdot \omega_{max}$, $\omega_{TP}=3 \cdot \omega_r$

Im Vergleich zu Abb. 40 wird deutlich, daß das konjugiert komplexe Polpaar, das sich aus der Übertragungsfunktion des Sensorelementes ergibt, bei genügend großer Reglerkreisverstärkung näher an dem Ursprung liegt als der aus dem PI-Regler resultierende Pol. Die Pole, die aus dem konjugiert komplexen Polpaar

resultieren, laufen zur imaginären Achse. Dabei wird die Dämpfung immer kleiner und es entsteht eine Resonanzüberhöhung (vgl. A.2). Der Tiefpaß erster Ordnung, der sich aus dem Reglerpol ergibt, kann diese Überhöhung nur teilweise kompensieren.

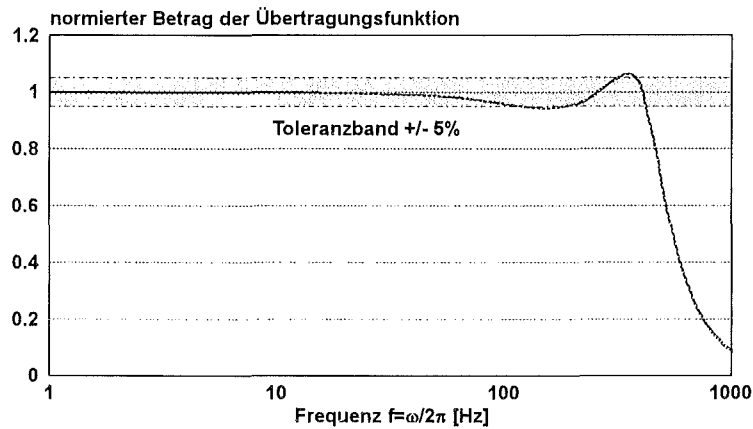


Abb. 43: Darstellung der Betragsübertragungsfunktion mit der größten spektralen Bandbreite bei Einsatz eines PI-Reglers und Vorgabe eines 5 %-Toleranzbandes bei der Betragsübertragungsfunktion, maximale Bandbreite $f_{\max} = 410$ Hz

Abb. 43 verdeutlicht, wie der Frequenzgang des geregelten Sensorelementes aufgrund des Tiefpasses zunächst leicht abfällt, dann wegen der geringen Dämpfung des konjugiert komplexen Polpaares geringfügig ansteigt und nach Überschreiten eines Betragmaximums stark abfällt. Das Toleranzband von $\pm 5\%$ wird bis zu einer maximalen Frequenz von 410 Hz nicht verlassen.

Ein Vergleich der Rauschamplituden für Bandbreiten von 20, 200 und 410 Hz zeigt, daß die Rauschamplitude bei dem Einsatz eines PI-Reglers bis zu Bandbreiten von 200 Hz proportional zur Wurzel der Bandbreite ansteigt. Bei größeren Bandbreiten können die Rauscheigenschaften nicht mehr durch die Wahl der Zeitkonstanten und Rückstellkonstanten optimiert werden, da die dazu notwendigen Freiheitsgrade bereits bei der Anpassung der Betragsübertragungsfunktion festgelegt werden. Daraus resultiert ein überproportionaler Anstieg der Rauschamplitude.

Bandbreite f_{\max} [Hz]	20	200	410
Rauschleistung [bel Einheiten]	396	4317	18686
Rauschamplitude $U_{r,\text{eff}}$ [bel. Einheiten]	19.9	65.7	136
$U_{r,\text{eff}}/\sqrt{\omega_{\max}}$ [$1/\sqrt{\text{Hz}}$]	1.82	1.85	2.66

Tab. 6: Darstellung der Rauschkenngößen bei Einsatz eines PI-Reglers bei verschiedenen Bandbreiten

Rechnungen haben gezeigt, daß auch eine Vergrößerung des Toleranzbandes die Bandbreite des Sensors nicht wesentlich erhöht, die Rauschleistung aber überproportional ansteigt.

Damit ist die maximale Bandbreite, die noch mit einem PI-Regler realisiert werden kann, festgelegt. Für Anwendungen mit höherer Bandbreite muß ein PID-Regler eingesetzt werden.

c) $\omega_{\max} > \omega_{\text{res}}$

Die Bandbreite des mit einem PI-Regler lagegeregelten Sensors ist durch die Äste der Wurzelortskurve begrenzt, die von den Polen des Sensorelementes ausgehen und in Richtung der imaginären Achse laufen (vgl. Abb. 42). Durch den Einsatz eines PID-Reglers mit zwei reellen Nullstellen verändert sich die Wurzelortskurve derart, daß diese Äste nicht mehr zur imaginären Achse laufen, sondern von ihr weg. Dazu ist aber eine Tiefpaß-Grenzfrequenz notwendig, die im Bereich der Trägerfrequenz liegt. Das dem Lagesignal überlagerte Trägersignal kann dadurch nicht mehr gedämpft werden. Durch die Differentiation im PID-Regler wird das hochfrequente Trägersignal noch einmal verstärkt, so daß sich ein extrem ungünstiges Signal-zu-Rausch-Verhältnis ergibt. Außerdem führen die notwendigen Reglernullstellen zu einer Erhöhung der Betragsübertragungsfunktion. Der Einsatz eines PID-Reglers mit zwei reellen Nullstellen führt demnach nicht zu dem gewünschten Ergebnis.

Eine geringfügige Vergrößerung der Sensorbandbreite kann durch den Einsatz eines verallgemeinerten PID-Reglers erreicht werden. Dabei müssen die Nullstellen des Reglers dieselbe Dämpfung besitzen wie das Sensorelement unter Vorspannung ($d_r=d$) und der Betrag der Nullstellen darf maximal 20 % größer sein als die Sensorresonanzfrequenz. Dann kann, wie Abb. 44 veranschaulicht, durch eine Verschiebung der Tiefpaß-Grenzfrequenz die Bandbreite des Sensors

vergrößert werden. Randbedingung für die Simulation ist eine Resonanzüberhöhung von maximal 5 %.

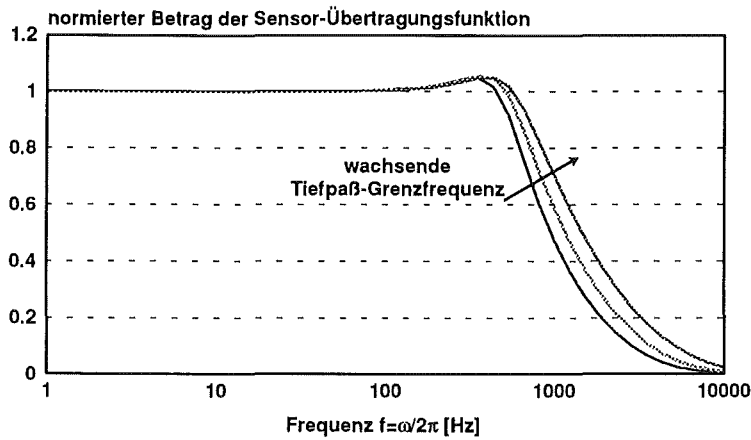


Abb. 44: Darstellung der mit PSpice berechneten Sensorübertragungsfunktion als Funktion der Frequenz $f=\omega/2\pi$, $f_{TP}=3400, 6800, 10200$

Bandbreite f_{max} [Hz]	496	526	605
Tiefpaß-Grenzfrequenz f_{TP} [kHz]	3400	6800	10200
Rauschleistung [bel. Einheiten]	2.09	7.81	44.85

Tab. 7: Darstellung der maximalen Grenzfrequenzen und der entsprechenden Rauschleistung als Funktion der Tiefpaß-Grenzfrequenz

Tab. 7 verdeutlicht allerdings, daß mit einem ansteigenden Meßspektrum die Rauschleistung überproportional zunimmt. Die Rauschleistung steigt bei einer Erhöhung des Meßspektrums um 30 % auf das 22-fache an. Eine geringe Erhöhung der Bandbreite über die Sensorresonanzfrequenz hinaus ist demnach durch den Einsatz eines PID-Reglers zwar technisch möglich, aber mit einem enormen Anstieg der Rauschleistung verbunden.

d) Vergleich der berechneten Regler in Bezug auf Meßspektrum und Auflösungsvermögen

Wesentlich für die Auslegung eines Meßsystems sind die Bedingungen an das Auflösungsvermögen und an die erforderliche Bandbreite. Abb 45 stellt diese mittlere Rauschamplitude für die berechneten PI- und PID-Regler in Kombination mit dem 1g-Sensorelement dar. Es wird deutlich, daß die Bandbreite des Sensors durch

den Einsatz eines PID-Reglers nur geringfügig erhöht werden kann und daß dabei die mittlere Rauschamplitude dramatisch ansteigt.

Eine andere Möglichkeit, die Sensorbandbreite zu erhöhen, besteht in dem Einsatz eines Sensorelementes mit höherer Resonanzfrequenz. Wird die Dämpfung z.B. für ein 5g-Sensorelement mit den unter 2.5.3 dargestellten Möglichkeiten auf denselben Wert wie bei dem 1g-Sensorelement abgeglichen, so wird die mittlere Rauschamplitude um einen Faktor $5 \cdot \sqrt[4]{5}$ größer. Zum Vergleich sind auch die Daten für diesen Sensor in Abb. 45 eingezeichnet.

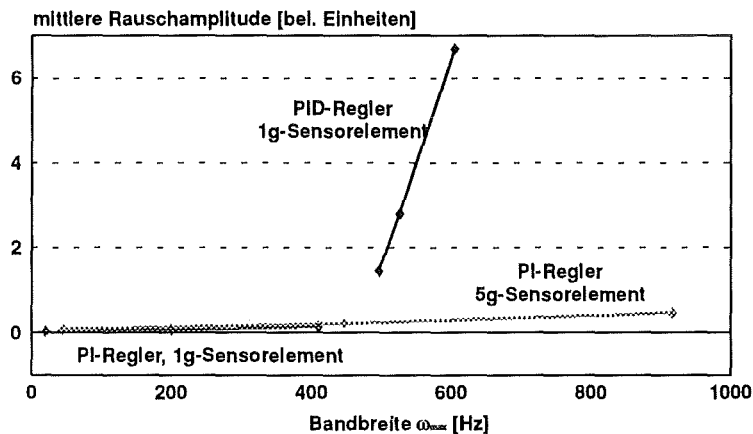


Abb. 45: Darstellung der Rauschamplitude als Funktion der Bandbreite bei Einsatz eines PI- und PID-Reglers in beliebigen Einheiten für das 1g- und 5g-Sensorelement

Es wird deutlich, daß bei dem Einsatz eines 5g-Sensorelementes mit einem PI-Regler bei größerer Bandbreite deutlich kleinere Rauschamplituden erreicht werden als bei dem 1g-Sensorelement mit PID-Regler. Der Einsatz des PID-Reglers für einen hochauflösenden Sensor ist demnach nicht sinnvoll.

3.3.6. Realisierung und Charakterisierung eines hybrid aufgebauten Systems

Zur Verifikation der analytischen Betrachtungen zur Lageregelung wurde eine hybride Auswerteschaltung zur Lageregelung von Beschleunigungen aufgebaut [Krö94], die Abb. 46 darstellt.

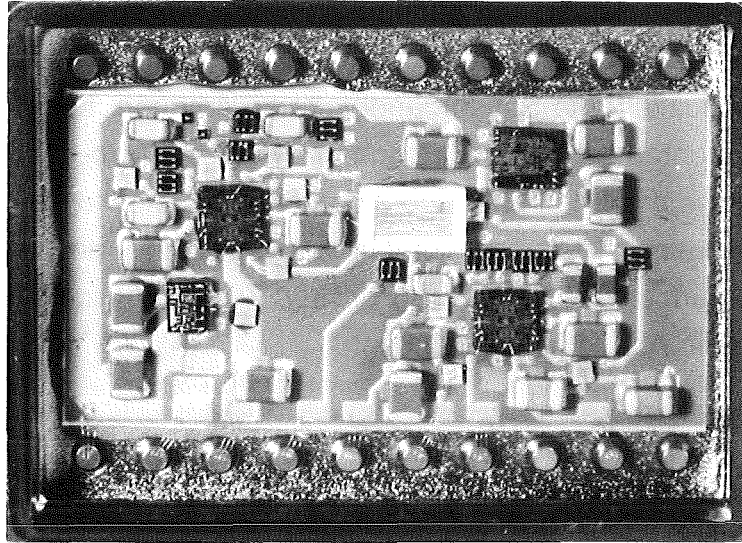


Abb. 46: Hybride Auswerteschaltung zur Lageregelung von Beschleunigungssensoren [Krö94]

Die Beschreibung dieser Schaltung ist in [Krö94] dargestellt. Im folgenden werden die berechneten Eigenschaften des Sensors anhand von Meßergebnissen überprüft. Bei dem untersuchten Sensorelement handelt es sich um ein 2g-Sensorelement. Die Schaltung wurde so ausgelegt, daß sie bei einem Lagefehler von 20 % noch stabil ist. Abb. 47 stellt die statischen Eigenschaften des untersuchten Sensors bei Raumtemperatur dar.

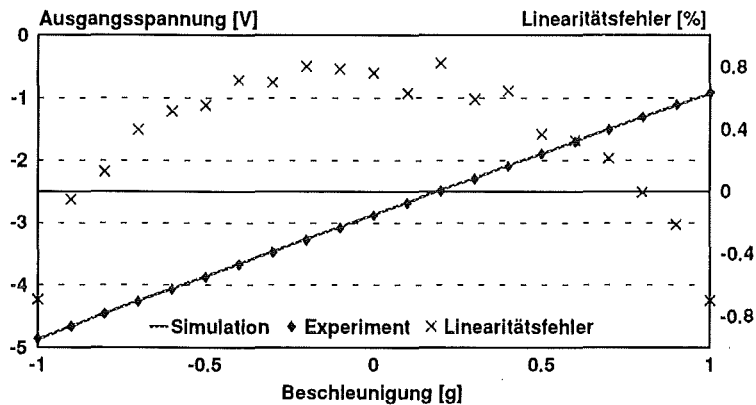


Abb. 47: Darstellung der statischen Eigenschaften eines Sensors bestehend aus hybrid aufgebauter Lageregelungselektronik und LIGA-Beschleunigungssensor bei Raumtemperatur

Aus dem Offset von 2.883 V läßt sich nach Gl. 95 auf einen Lagefehler der seismischen Masse von 14 % schließen. Der Meßbereich des Sensors erstreckt sich damit über den Bereich von -1.8 g bis zu +3.8 g. Der Sensor hat eine Empfindlichkeit von 1.971 V/g, was mit dem nach Gl. 96 berechneten Wert von 2.011 V/g bis auf 2.03 % übereinstimmt. Die Abweichung ist auf die Ungenauigkeit der

Spaltweitenbestimmung zurückzuführen (vgl. 2.6.1). Der Linearitätsfehler liegt des Sensors liegt in einem Bereich von $\pm 0.8\%$.

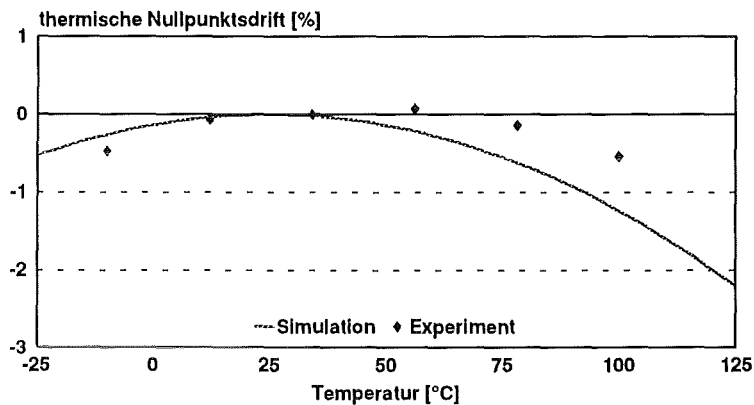
Die simulierten und die experimentell ermittelten thermischen Eigenschaften des Sensors werden in Abb. 48 vergleichend dargestellt. Die Messungen bestätigen die in der Simulation ermittelte parabolische Abhängigkeit der Nullpunkt- und Empfindlichkeitsdrift von der Temperatur. Im Unterschied zu den Simulationen ist der Scheitelpunkt der Parabel jedoch verschoben. Diese Verschiebung ist auf die Unterschiede der Spaltweite bei Simulation und Messung zurückzuführen (vgl. Abb. 17). Der untersuchte Sensor besitzt eine thermische Nullpunktsdrift von

$$Tk_{\text{off,LR}} = 4.45 \cdot 10^{-5} \text{ FSO/K}$$

und eine thermische Empfindlichkeitsdrift von

$$Tk_{\text{E,LR}} = 3.63 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$$

a)



b)

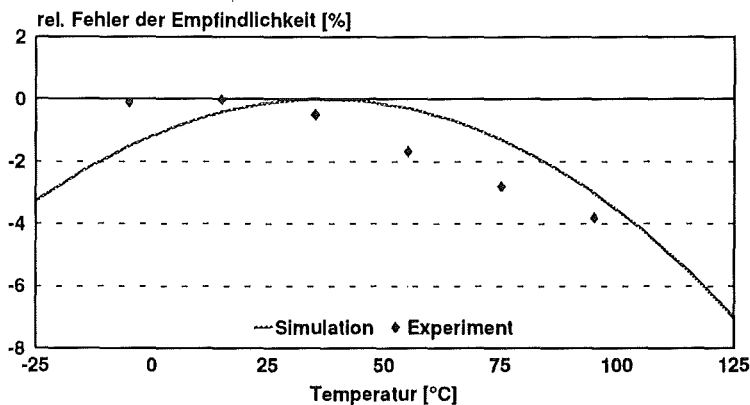


Abb. 48: Darstellung der statischen Eigenschaften des Sensors bestehend aus hybrid aufgebauter Lageregelungselektronik und LIGA-Beschleunigungssensor
Meßbereich 2 g, Lagefehler 10 %
a) thermische Nullpunktsdrift
b) thermische Empfindlichkeitsdrift

Abb. 49 gibt den Frequenzgang des Sensors mit Lageregelung wieder. Dabei wurde die seismische Masse nicht durch einen Beschleunigungsimpuls angeregt, sondern es wurden durch die Addition einer Anregungsspannung zur Lageregelungsspannung ΔU elektrostatische Kräfte erzeugt. Der Sensor erreicht bei dem im Frequenzbereich vorgegebenen Toleranzband von $\pm 5\%$ eine Grenzfrequenz von 570 Hz. Dieser Wert entspricht ca. 89 % der Resonanzfrequenz bei dem 2g-Sensorelement mit einer Vorspannung von 6.8 V und bestätigt damit die maximal zu erreichende Grenzfrequenz, die in Kapitel 3.3.5 für den Sensor mit einem PI-Regler berechnet wurde.

Die Auflösung des Sensors geht im Rauschen des Meßaufbaus unter. Sie ist bei der realisierten Bandbreite von 570 Hz besser als $23 \mu\text{g}$.

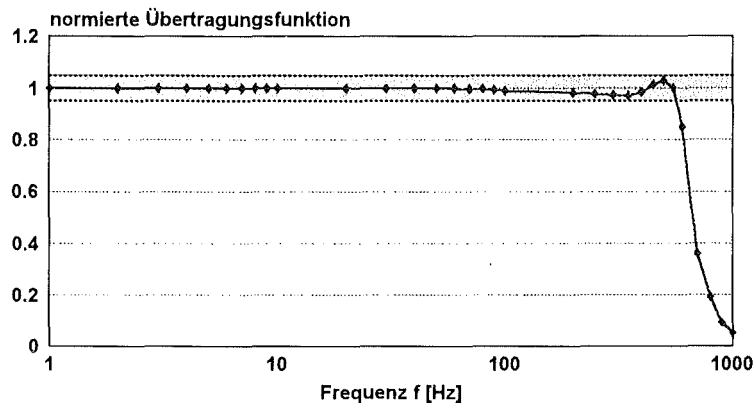


Abb. 49: Frequenzgang des LIGA-Beschleunigungssensors mit Lageregelung, PI-Regler optimiert auf maximale Bandweite

3.3.7. Studie über eine integrierte Schaltung zur Lageregelung von LIGA-Beschleunigungssensoren

Ergänzend zu der hybriden Realisierung eines Schaltkreises zur Lageregelung von LIGA-Beschleunigungssensoren wurde die Realisierbarkeit eines ASIC untersucht, der nach demselben Prinzip arbeitet [Ht93].

Die Switched-Capacitor-Technik wurde entwickelt, um die Auf- und Entladevorgänge an normalerweise integrierten Kapazitäten zu analysieren. Die integrierten Kapazitäten besitzen dieselbe Größenordnung wie die Sensorkapazitäten mikromechanischer Sensoren, so daß sich die Switched-Capacitor-Technik für der Problemstellung, die sich aus der Lageregelung mikromechanischer Beschleunigungssensoren ergibt, eignet. Aus diesem Grund wurde die in Abb. 31 dargestellte Schaltungsstruktur in Switched-Capacitor-Technik umgesetzt und mit

Simulationswerkzeugen der Halbleiter-Elektronik auf ihre Eigenschaften hin analysiert.

Im Unterschied zu der hybrid aufgebauten Auswerteschaltung wird bei dem ASIC wegen der einfacheren Realisierbarkeit eine Stromauswertung durchgeführt. Da die Regelung so arbeitet, daß der Eingangsstrom in den Vorverstärker I_{ze} zu null wird, ist der in Gl. 60 berechnete Linearitätsfehler der Stromauswertung von untergeordneter Bedeutung. Die Modulation wird bei Schaltkreisen in Switched-Capacitor-Technik nicht mit sinusförmigen Wechselspannungen durchgeführt, sondern mit Rechteckimpulsen, die durch Umschalten eines Schalters zwischen zwei unterschiedlichen Potentialen erzeugt werden. Dadurch verändert sich leicht die Art der Modulation [Kro80], die prinzipielle Funktionsweise bleibt jedoch erhalten.

Die ASIC-Studie kommt zu vergleichbaren Ergebnissen wie die Rechnungen zur hybrid aufgebauten Lageregelung, was Linearität, Empfindlichkeit und Temperatureigenschaften angeht. Um den Meßbereich von 1g mit dem beschriebenen Sensorelement abdecken zu können, muß zur Kraftkompensation an eine Sensorkapazität eine Spannung von 7.8 V angelegt werden. Diese für ASICs vergleichsweise hohe Spannung macht den Einsatz einer Hochvolttechnologie (12 V) notwendig.

Zum Vergleich der Auflösungsgrenzen beider Lageregelungsschaltkreise wurde die Switched-Sapacitor-Schaltung mit denselben Reglern simuliert, wie sie auch in der Hybridschaltung eingesetzt wurden. Tab. 8 faßt die Simulationsergebnisse vergleichend zusammen.

	Bandbreite $f_{\max}=20$ Hz	Bandbreite $f_{\max}=200$ Hz
ASIC-Simulation	$1.7 \cdot 10^{-4}$ FSO	$2.5 \cdot 10^{-4}$ FSO
Hybridschaltung	$4.5 \cdot 10^{-6}$ FSO	$1.4 \cdot 10^{-5}$ FSO

Tab. 8: Vergleich der Auflösungsgrenzen von der ASIC-Simulation und der hybrid aufgebauten Lageregelungselektronik in Abhängigkeit der Bandbreite

Der Vergleich der Auflösungsgrenzen macht deutlich, daß die realisierte Hybridschaltung 20-40 mal weniger rauscht als die Simulation es für den ASIC erwarten läßt. Bei dem hybriden System wurden langjährig optimierte Schaltkreise eingesetzt, die sich durch geringe Rauschströme auszeichnen [Krö94]. Die vergleichsweise wenig optimierten Standardzellen der ASIC-Lösung sind vermutlich der wesentliche Grund für die geringere Auflösung bei der integrierten Version der Lageregelung.

Aber auch wenn die ASIC-Version nach dieser Studie im Vergleich zu der hybriden Lösung eine geringere Auflösung mit sich bringt, so deckt die mit dem ASIC erreichbare Auflösung doch einen wesentlichen Teil der Applikationen ab. Insbesondere ist die Auflösung im Vergleich zu den anderen ASICs um ca. eine Größenordnung besser. Die ASIC-Version der Lageregelungsschaltung bietet damit eine Auflösung, die z.B. bei dem Einsatz im Kraftfahrzeug mehr als zufriedenstellend ist.

4. Intelligentes Sensorsystem zur Messung von Beschleunigungen

Die preisgünstige Fertigung von mikromechanischen Bauteilen auf einem Substrat und ihre geringen Abmessungen erlauben eine Mehrfachanordnung von Sensoren in Sensorarrays. Werden derartige Systeme kombiniert mit lokaler Intelligenz, so kann eine Steigerung der Zuverlässigkeit und der Meßgenauigkeit erreicht werden.

Dies soll an dem Beispiel eines intelligenten Mikrosystems zur Messung von Beschleunigungen diskutiert werden, bei dem ein 2-dimensionales Sensorarray in LIGA-Technik mit integrierten Auswerteschaltungen und einem Mikro-Controller zu einem Mikrosystem kombiniert wurde. Das komplette System wurde in einer engen Kooperation verschiedener Partner am Kernforschungszentrum Karlsruhe aufgebaut [Fro93, Lin94, Str93a].

Abb. 50 zeigt das verwendete Sensorarray, das mit jeweils drei Sensoren für die beiden Raumrichtungen ausgestattet ist.

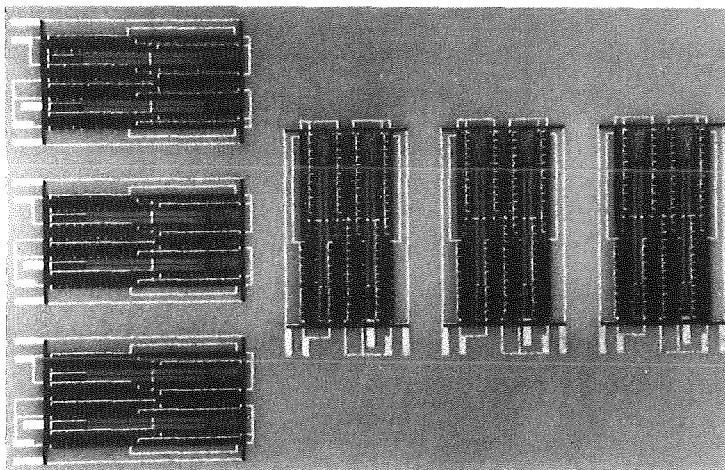


Abb. 50: Sensorarray zur redundanten Ermittlung von Beschleunigungen in zwei Raumrichtungen (11mmx7mm)

Das Sensorarray wird in einer Prozeßsequenz auf einem gemeinsamen Substrat hergestellt. Damit sind die Sensorgruppen ideal zueinander ausgerichtet, so daß eine Korrektur der Winkelfehler zueinander nicht notwendig ist. Von den einzelnen Sensoren erfolgt der Datenfluß über einen Analog-Digital-Wandler (ADC) zu einem Micro-Controller, der über eine serielle Schnittstelle mit der Außenwelt kommuniziert. Abb. 51 zeigt das Blockschaltbild des Mikrosystems zur Messung von Beschleunigungen.

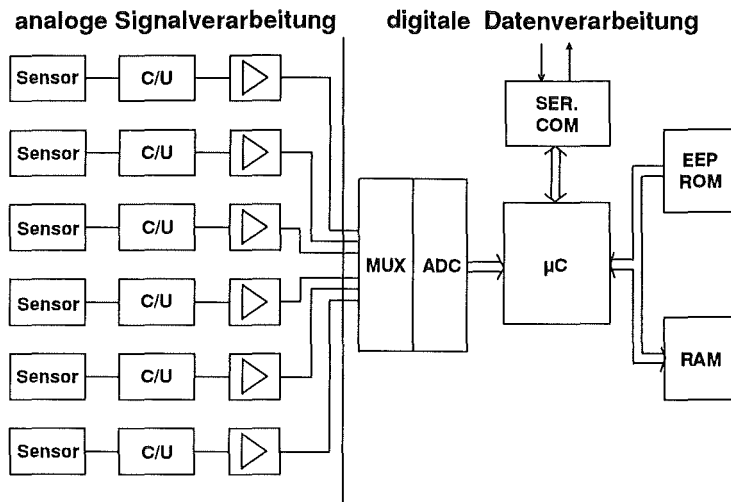


Abb. 51: Blockschaltbild des 2-dimensionalen Mikrosystems zur Messung von Beschleunigungen [Fro93]

Die von den 6 Sensoren erfaßte Beschleunigung resultiert in Kapazitätsdifferenzen, die von entsprechenden Auswerteschaltkreisen in analoge Spannungen gewandelt werden (C/U). Die analogen Signale werden nach einer Pegelanpassung der Mikrocontroller-Einheit (μC) zugeführt. Die über einen Multiplexer und Analog-Digital-Wandler erzeugten digitalen Daten werden in einem internen Datenspeicher (RAM) zwischengespeichert, der die Meßdaten für nachfolgende Operationen zur Verfügung stellt. Mit einem im Programmspeicher (EEPROM) abgelegten Programm wird die weitere Signalverarbeitung vorgenommen und die dadurch stark komprimierte Information über eine serielle Schnittstelle (SER.COM) an den Host-Rechner übertragen. Abb. 52 zeigt das realisierte System.

a)

b)

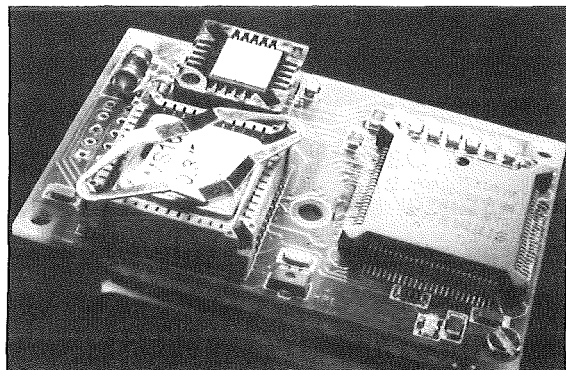
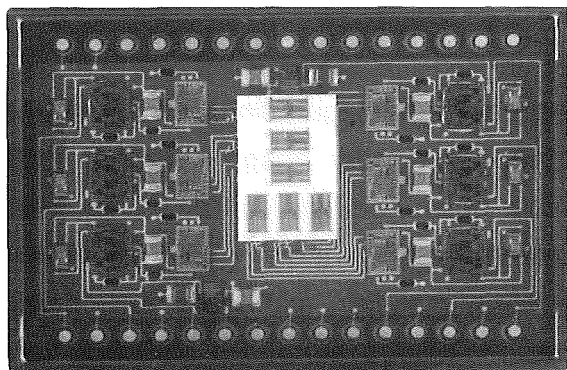


Abb. 52: 2-dimensionales Mikrosystem zur Messung von Beschleunigungen
a) Vorderseite: Hybrid-Elektronik mit Beschleunigungssensorarray und analogen Schaltkreisen (40mmx20mm)
b) Rückseite: Micro-Controller und digitale Elektronik (60mmx40mm)

In Bildteil a) ist ein Hybridmodul zu erkennen, auf dem das Sensorarray und die analogen Schaltungen aufgebaut sind. Die gesamte analoge Schaltung ist in einem Gehäuse integriert. Die analogen Meßsignale werden von dem Hybridmodul an die in Bildteil b) dargestellte Trägerplatine geleitet, auf der sich die digitalen Schaltkreise (μC , EPROM, RAM) befinden. Hybridmodul und Trägerplatine sind über Stecksockel miteinander verbunden.

Durch die Digitalisierung der Meßwerte und den Einsatz des μC eröffnen sich eine Vielzahl von Möglichkeiten zur numerischen Signalverarbeitung. Dabei müssen zwei Stufen unterschieden werden. In der ersten Stufe wird für jede Raumrichtung ein genauer Beschleunigungswert aus der Summe der digitalisierten Meßdaten berechnet. Basis ist dabei die redundante Anordnung der Beschleunigungssensoren, die zu einer Erhöhung der Zuverlässigkeit und Meßgenauigkeit führt. In einer zweiten Stufe werden diese Meßwerte für eine anwendungsspezifische Datenverarbeitung herangezogen.

4.1. Berechnung eines zuverlässigen und genauen Meßwertes

4.1.1. Erhöhung der Zuverlässigkeit und Meßgenauigkeit durch den Einsatz redundanter Meßsysteme mit Sensoren gleicher Empfindlichkeit

a) Erhöhung der Zuverlässigkeit

Zur Erhöhung der Zuverlässigkeit muß eine Entscheidung über die Funktionsfähigkeit der Sensoren erfolgen. Diese Entscheidung kann entweder aufgrund einer Plausibilitätsbetrachtung der Sensordaten oder aufgrund eines Sensor-Selbsttestes gefällt werden.

Bei der Plausibilitätsbetrachtung werden die Meßdaten der Sensoren, die in einer Raumrichtung messen, miteinander verglichen. Weichen die Meßdaten eines der Sensoren von den übrigen mehr als eine vorgegebene Fehlerschranke ab, so werden diese Meßdaten zur weiteren Signalverarbeitung nicht herangezogen. Das System bleibt aber einsatzbereit, solange die übrigen zwei Sensoren vergleichbare Meßdaten liefern. Abb. 53 zeigt ein Beispiel für eine derartige Verarbeitung der Meßdaten zu zuverlässigen und genauen Beschleunigungswerten.

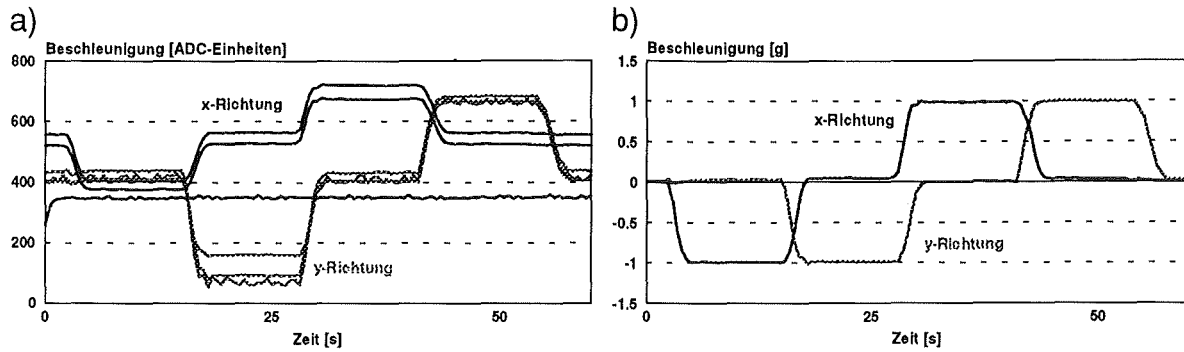


Abb. 53: Beispiel für die Korrektur von Sensorrohdaten,
a) Daten am Ausgang des ADC
b) gemittelte Beschleunigungswerte, ein defekter Sensor und ein stark verrauschtes Meßsignal wurden zur Auswertung nicht herangezogen, die übrigen Meßsignale für jede Raumrichtung gemittelt

Bei dem Beispiel ist ein in x-Richtung messender Sensor defekt. Er wird nicht zur Auswertung herangezogen. Auch ein stark verrauschter in y-Richtung messender Sensor wird von der übrigen Signalverarbeitung ausgeschlossen. Nach einer Offsetkorrektur und einer Kalibrierung der Empfindlichkeit werden die Meßsignale für jede Raumrichtung gemittelt.

Bei Lageregelungssystemen kann das Feder-Masse-System für Sensorselbsttests auf einfache Weise durch elektrostatische Kräfte angeregt werden, indem der Regelkreis aufgetrennt und eine extern erzeugte Stellspannung zur Anregung benutzt wird. Die Lagedetektionsschaltung wandelt die resultierende Auslenkung der seismischen Masse in ein Spannungssignal um, das vom μC aufgezeichnet wird. Die daraus resultierenden Spannungs-Auslenkungskurven ermöglichen eine Aussage über die Empfindlichkeit und bei impulsförmiger Anregung auch eine Analyse der dynamischen Eigenschaften.

Die Beweglichkeit der seismischen Masse kann bei lagegeregelten Sensoren auch über die Kontrolle des Ausgangssignals überwacht werden. Ist die Beweglichkeit des Sensors eingeschränkt, kann die seismische Masse nicht in ihre ideale Mittelposition abgeglichen werden. Damit entsteht ein von null verschiedenes Lagesignal, das in dem Integralanteil des Reglers aufintegriert wird. Die Stellgröße wächst damit auf ihr Maximum an und der Sensor wird als defekt, bzw. überlastet erkannt. Sensoren mit Lageregelung verfügen demnach bereits über einen inhärenten Sensorselbsttest.

Bei allen drei Verfahren kann eine Aussage über die Verfügbarkeit der Sensoren gemacht werden, was insbesondere für sicherheitsrelevante Entscheidungen von großer Wichtigkeit ist [Mer93].

b) Erhöhung der Meßgenauigkeit

Durch die mehrfache Messung eines Beschleunigungswertes mit demselben Sensortyp und eine Mittelwertbildung der Meßergebnisse wird die Meßgenauigkeit erhöht. Unter der Annahme, daß die Einzelmessungen eine Standardabweichung σ_m besitzen, kann für das aus n Mittelwerten bestimmte Meßergebnis eine Standardabweichung von [Kro86]

$$\sigma_{\text{eff}} = \frac{\sigma_m}{\sqrt{n}} \quad (114)$$

σ_m Standardabweichung eines einzelnen Meßergebnisses
 σ_{eff} effektive Standardabweichung bei Mittelung von n Meßergebnissen

ermittelt werden. Mit steigender Anzahl von Sensoren wird damit die Meßgenauigkeit verbessert. So können durch den Einsatz vieler Sensoren hochpräzise Meßergebnisse berechnet werden. Naturgemäß geht aber über die Standardabweichung σ_m auch die Präzision der Sensoren in das Meßergebnis ein, so daß gerade für Präzisionsmessungen die in dieser Arbeit beschriebenen Sensoren mit Präzisionsauswertung eingesetzt werden sollten.

4.1.2. Erhöhung des Meßbereichs bei Beibehaltung der bestmöglichen Auflösung durch den Einsatz von Sensoren gestaffelter Empfindlichkeit

Ähnlich wie das in Abb. 50 dargestellte Sensorarray ist auch eine Anordnung von Beschleunigungssensoren mit gestaffelten Empfindlichkeiten möglich. Dazu müssen im Design lediglich die Biegezugbreiten entsprechend Gl. 18 angepaßt werden. Zur Verdeutlichung zeigt Abb. 54 die Auflösungsgrenzen des Sensorarrays in Abhängigkeit von dem Meßsignal, wobei dabei die Auflösungsgrenze für einen Lageregelungsschaltkreis, wie er in Kapitel 3.3 beschrieben wird, zugrundegelegt wurde.

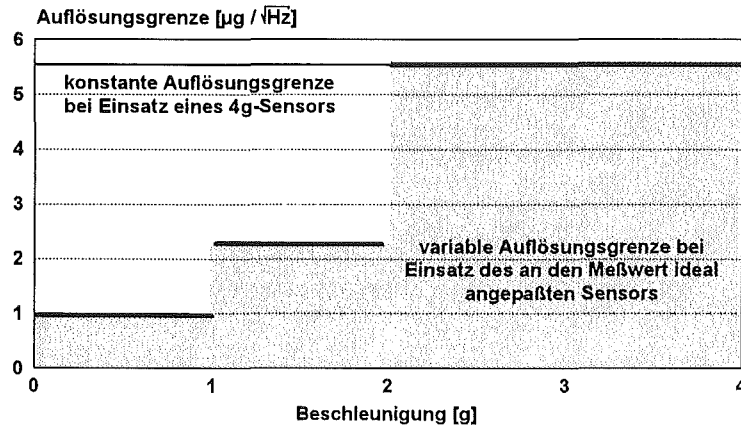


Abb. 54: Vergleich der Auflösungsgrenzen eines Sensorarrays mit 1g-, 2g- und 4g-Sensoren und eines Einzelsensors mit dem geforderten Meßbereich von 4 g

Aufgrund der unterschiedlichen Empfindlichkeiten und Bandbreiten sind die Auflösungsgrenzen von dem Meßbereich des Sensors abhängig. Durch den Einsatz von Sensoren unterschiedlicher Empfindlichkeit kann das jeweils störungsärmste Sensorsignal zur Auswertung herangezogen werden. Damit wird für Beschleunigungen mit geringer Amplitude die minimale Auflösungsgrenze bei gleichem Meßbereich des Mikrosystems deutlich verringert. Dies ist z.B. bei Navigationssystemen, die sehr unterschiedlichen Beschleunigungen ausgesetzt sind, von großer Bedeutung.

4.1.3. Erhöhung der Meßgenauigkeit durch Anpassung der Systembandbreite

In Kapitel 3 wird dargestellt, daß mit zunehmender Bandbreite der Sensoren die Auflösung des Systems abnimmt. Ist die Grenzfrequenz einer zu messenden Beschleunigung bekannt, kann die Auflösung des Systems durch eine geeignete Bandbegrenzung anwendungsspezifisch erhöht werden.

Unter der Annahme, daß die Sensoren ein bandbegrenztetes, weißes Rauschen mit der spektralen Leistungsdichte N_w besitzen, kann das Rauschen des Sensors über den Effektivwert ausgedrückt werden (Gl. 110, $G_s(s)=1$). Die Rauschspannung steigt dabei proportional zur Wurzel der Bandbreite an. Eine Bandbegrenzung durch einen implementierten Tiefpaßalgorithmus [Kam89] kann demnach die durch das Rauschen festgelegte Auflösungsgrenze des Systems erhöhen, wenn die vom Anwender benötigte Bandbreite kleiner ist als die maximale Bandbreite des Meßsystems. Der Software-Algorithmus zur Filterung kann schnell und flexibel an die von der Applikation geforderte Grenzfrequenz angepaßt werden, ohne daß die Hardware-Konfiguration verändert werden muß.

4.2. Anpassung des Sensorsystems an eine individuelle Applikation

Der Einsatz eines Mikro-Controllers in dem Sensorsystem ermöglicht eine anwendungsspezifische Datenverarbeitung bereits in dem System. Dadurch wird die durch die redundante, zuverlässige Messung entstehende Datenflut auf die für die konkrete Applikation notwendige Information komprimiert. Diese Datenkompression ermöglicht eine schnelle Datenübertragung über einfache Systemschnittstellen.

Da es sich bei der Datenverarbeitung um ein flexibles System handeln soll, müssen in einer Bibliothek Prozeduren und Funktionen zur Verfügung gestellt werden, aus denen die benötigten Funktionen miteinander kombiniert werden können. In [Süß93, Fro93] ist eine ausführliche Beschreibung der für dieses System implementierten Funktionsbibliothek zu finden.

Durch die bisher implementierten Algorithmen lassen sich beispielsweise folgende Anwendungsgebiete erschließen:

- **Überwachung von Maschinen mit periodischen Vorgängen**

Zur Überwachung von Maschinen wird von dem System selbst eine Fast-Fourier-Transformation (FFT) durchgeführt. Durch einen vom μC vorgenommenen Vergleich von vorgegebenen Soll-Spektren mit dem aufgenommenen Ist-Spektrum kann die Funktionstüchtigkeit von Maschinen überprüft werden [End92].

- **Aufzeichnung von Beschleunigungsschocks**

Bei dem Transport von bruchgefährdeten Gütern können Überschreitungen von Grenzwerten detektiert und mit Datum und Uhrzeit versehen aufgezeichnet werden [GSP94]. Der Mikro-Controller erlaubt dabei eine vielfältige Definition des Trigger-Ereignisses, wodurch die anfallende Datenflut auf wenige signifikante Werte reduziert werden kann.

- **Sicherheitsrelevante Beschleunigungserfassung**

Zum Auslösen von Sicherheitsvorgängen (z.B. Ausfahren eines Überrollbügels bei Cabriolets) ist eine sichere Detektion von Beschleunigungsstößen erforderlich. Hier ist eine Redundanz des Systems in Verbindung mit dem dargestellten Selbsttest von besonderer Bedeutung, da sie ein sicheres Arbeiten des Systems garantieren [Mer93].

- **Autarkes Navigationssystem**

Zur Analyse der Innenwände von Rohrleitungen existieren autarke Systeme, die durch die Rohrleitung bewegt werden [Pip92]. Dabei ist eine exakte Bestimmung der Position des Analysesystems in dem zu untersuchenden Rohr notwendig. Zur Bestimmung der translatorischen Bewegung kann das beschriebene Sensorsystem eingesetzt werden, in dem durch eine zweimalige Integration der Beschleunigungswerte die Wegstrecke ermittelt wird.

Bei dem Einsatz dieser Meßsysteme wird die Forderung des Betreibers über den Umfang des Hard- und Software-Aufwands entscheiden. Dabei ist sowohl eine Minimallösung, die ein spezifisches Meßproblem löst, als auch eine universelle Realisierung eines Meßsystems denkbar, die flexibel an Meßprobleme angepaßt werden kann.

5. Zusammenfassung und Diskussion

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein intelligentes Mikrosystem zur präzisen und sicheren Messung von Beschleunigungen in zwei Raumrichtungen entwickelt. Es besteht aus präzisen LIGA-Beschleunigungssensoren, die in einem Array von 2x3 Sensoren angeordnet sind, analogen Auswerteschaltkreisen und einem Mikro-Controller-Modul (μ C-Modul) zur digitalen Informationsverarbeitung. Um auf eine kostenintensive Kalibrierung und aufwendige Korrekturmaßnahmen im Mikro-Controller von z.B. Nichtlinearitäten und Temperaturdriften verzichten zu können, wurde während des gesamten Entwicklungsprozesses eine hohe Präzision und Robustheit der Subkomponenten angestrebt.

Um das Ziel einer hohen Präzision zu erreichen, wurden bereits an das Sensorelement hohe Anforderungen bezüglich der statischen, dynamischen und der thermischen Eigenschaften gestellt.

So wurde zur Minimierung von Nichtlinearitäten bei der Konstruktion des Sensorelementes auf eine parallele Auslenkung der seismischen Masse geachtet. Dies konnte durch eine optimierte Auslegung des Feder-Masse-Systems des kapazitiven Sensorelementes aufgrund der Designfreiheit des LIGA-Verfahrens erreicht werden. Eine Sensorkapazität besitzt zwar eine hyperbolische Kennlinie, bei einer Quotientenauswertung wurden aber die von dem Sensorelement ausgehenden Linearitätsfehler auf 0.6 % reduziert. Bei einem Vergleich mit entsprechenden LIGA-Sensoren, deren seismische Masse winklig ausgelenkt wird, ergibt sich damit eine Verbesserung um einen Faktor 5.

Da die Empfindlichkeit und Resonanzfrequenz voneinander abhängig sind, wird durch das Festlegen einer minimalen Empfindlichkeit auch die Resonanzfrequenz bestimmt. Um die Bandbreite des Sensors bis zur Resonanzfrequenz nutzen zu können, muß die Dämpfung im Bereich von 0.6 bis 0.7 liegen. Dies muß beim LIGA-Sensorelement nicht durch den Umgebungsdruck erzeugt werden, sondern wird, wie im Rahmen der Arbeit gezeigt wurde, durch eine einfache Geometrieänderung von Hilfsstrukturen von den Kondensatorstegen erreicht. Die übrigen Sensorkenngrößen bleiben unbeeinflusst, der Verpackungsaufwand bleibt damit gering.

Auch zur Eliminierung thermisch bedingter Meßfehler wurde die Geometriefreiheit des LIGA-Verfahrens konsequent ausgenutzt. Der Temperaturgang einer Sensorkapazität wird im wesentlichen durch die unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten von Substratmaterial (Keramik) und Strukturmaterial (Nickel) bestimmt. Durch einen geteilten Aufbau des Sensors mit Kapazitäten, die gleichsinnig auf eine Beschleunigung, aber gegensinnig auf eine

Temperaturänderung reagieren, konnte der Temperaturgang einer Sensorkapazität in einem Temperaturintervall von $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ bei einer Sensorkapazität von 4.5 pF auf 10 fF reduziert werden. Gegenüber dem LIGA-Beschleunigungssensorelement der ersten Generation bedeutet dies eine Verbesserung um zwei Größenordnungen. Eine weitere Reduktion des Temperaturganges würde sich durch den Einsatz von Substratplatten erreichen lassen, die einen angepaßten Ausdehnungskoeffizienten besitzen. Zur Zeit in der Entwicklung befindliche Glasplatten mit entsprechendem Ausdehnungskoeffizienten wären eine Möglichkeit [Hül94]. Bei der quasimonolithischen Integration, bei der die Sensoren direkt auf den Auswerteschaltkreisen hergestellt werden, besteht das Substrat aus Silizium und besitzt damit einen mit Keramik vergleichbaren Ausdehnungskoeffizienten. Eine Verbesserung des Temperaturverhaltens kann in diesem Fall deshalb nur durch eine Reduktion der Sensorbreite bei gleichzeitiger Verlängerung des Sensors oder Steigerung der Strukturhöhe erreicht werden. Kann die Sensorbreite auf ein Viertel reduziert werden, ergibt sich damit eine Verringerung des Temperaturkoeffizienten um ca. eine Größenordnung.

Herstellungsbedingt liegt bei den Sensorelementen ein Lagefehler der seismischen Masse vor, der zur Zeit bis zu 10% der Kondensatorspaltweite betragen kann. Mit einer Reduktion des Lagefehlers verringern sich bei dem Sensor die Temperaturfehler. Eine Reduktion des Lagefehlers muß daher das Ziel weiterer Untersuchungen zum Herstellungsprozeß sein.

Die thermische Empfindlichkeitsdrift wird wie bei dem Sensorelement der ersten Generation von dem Temperaturgang des Elastizitätsmoduls des Biegezugmaterials bestimmt. Er beträgt ca. $2.3 \cdot 10^{-4}\text{ 1/K}$. Die Verwendung von anderen Metallen als Biegezugmaterial könnte zu einer Verbesserung des Temperaturkoeffizienten der Empfindlichkeit um einen Faktor 2 führen, ein entsprechende Galvanikbad steht jedoch zur Zeit nicht zur Verfügung. Außerdem müßten die für Nickel bereits durchgeführten Untersuchungen zum Wechsellastverhalten für die entsprechenden Metalle wiederholt werden.

Wesentlich für den Einsatz des Sensors und den Umgang mit dem Sensor ist seine Robustheit. In Meßrichtung wird sie durch Anschläge sichergestellt, die die Auslenkung der seismischen Masse in der Substratebene begrenzen. Dadurch wird sowohl ein Kurzschluß zwischen der Gegenelektrode und der seismischen Masse, als auch ein Haften der seismischen Masse durch elektrostatische Kräfte verhindert. Diese Anschläge können gleichzeitig für einen einfachen Sensorselbsttest der Sensoren eingesetzt werden.

Eine Analyse der Robustheit des Sensors zeigte, daß er Beschleunigungen bis über 1000 g standhält. Zur weiteren Erhöhung der Sensorrobustheit ist eine Verpackung des Sensors denkbar, die während des Transportes und der Montage

Beschleunigungsstöße abfängt, nach der Montage aber eine sichere Übertragung der zu messenden Beschleunigung zuläßt. Damit sollte der Sensor Beschleunigungen bis zu mehreren 1000 g ohne Schaden überstehen.

Für die Realisierung eines Präzisionsbeschleunigungssensors ist neben dem Sensorelement die analoge Auswerteschaltung von entscheidender Bedeutung. Im Rahmen dieser Arbeit wurden zur Auswertung der Sensorelemente verschiedene Ausschlags- und Kompensationsverfahren untersucht.

Beim Ausschlagsverfahren wird die Auslenkung der seismischen Masse ermittelt. Dazu müssen an die Sensorelektroden Spannungen angelegt werden, die elektrostatische Kräfte zur Folge haben können.

Der untersuchte Schaltkreis ht104 erzeugt durch die Spannungen bei der Auswertung des Sensors nichtlineare elektrostatische Kräfte, die der zu messenden Trägheitskraft überlagert sind. Da bei dem LIGA-Sensorelement aufgrund der geringen Masse nur geringe mechanische Kräfte auftreten, wird das Meßverhalten maßgeblich gestört. Selbst bei einem 5g-Sensorelement mit einem Lagefehler von 10 % beträgt der entstehende Linearitätsfehler noch 3 %. Die Linearitätsfehler werden größer, wenn der Meßbereich 2 g bzw. 1 g beträgt. Dieser Schaltkreis ist demnach für Sensoren, die größere mechanische Kräfte besitzen, besser geeignet als für LIGA-Beschleunigungssensoren. Weiterhin wird bei dem LIGA-Sensor durch die Auswertung der Kapazitätsdifferenz eine nichtlineare Signal-Auslenkungs-Kurve erzeugt.

Der andere untersuchte ASIC CC310 erfaßt die Auslenkung der seismischen Masse durch eine Quotientenauswertung, die bei einer parallelen Auslenkung der seismischen Masse zu einem Meßsignal mit geringem Linearitätsfehler führt. Weiterhin entstehen durch diese Art der Auswertung keine elektrostatischen Kräfte auf die bewegliche seismische Masse. Der in dieser Arbeit ermittelte Linearitätsfehler von 1.2 % setzt sich aus einem Linearitätsfehler des Sensorelementes, des Schaltkreises und einem aus den parasitären Kapazitäten resultierenden Linearitätsfehler zusammen. Der Linearitätsfehler verringert sich mit wachsendem Verhältnis von Sensorkapazität zu Störkapazität. Um eine möglichst große Sensorkapazität zu erreichen, sollte deshalb eine große Strukturhöhe angestrebt werden. Genauso sollten die parasitären Kapazitäten verringert werden. Dies ist zu erwarten, wenn die Sensoren bei der quasimonolithischen Integration direkt auf den Auswerteschaltkreisen hergestellt werden.

Die Auflösung des Sensors mit dem ASIC CC310 wird durch das Rauschen des Auswerteschaltkreises bestimmt und beträgt ca. $2 \cdot 10^{-3}$ der Nennbeschleunigung. Auch die Bandbreite des Sensors wird durch den Auswerteschaltkreis festgelegt, der bei Kombination mit dem LIGA-Sensorelement eine Tiefpaß-Charakteristik mit einer

Grenzfrequenz von lediglich 150 Hz aufweist. Dies liegt an den vergleichsweise geringen Sensorkapazitäten, für die der Schaltkreis nicht ausgelegt ist. Ein Vergleich mit Datenblättern des nach demselben Prinzip arbeitenden Schaltkreis CSEM 2003 zeigt, daß dieser sowohl eine höhere Grenzfrequenz besitzt als auch eine größere Auflösung erwarten läßt. Dieser Schaltkreis war im Rahmen dieser Arbeit nicht verfügbar. Sobald er zugänglich ist, sollten die Angaben experimentell überprüft werden. Insbesondere bei geringeren Präzisionsanforderungen könnte dieser Schaltkreis eine kostengünstige Alternative bei der Realisierung von Sensoren darstellen.

Im Hinblick auf Präzisionsanwendungen war es notwendig, speziell für das LIGA-Beschleunigungssensorelement eine Auswerteschaltung zu entwickeln, die elektrostatische Kräfte zur Kompensation der Trägheitskräfte nutzt. Dadurch kann der Linearitätsfehler auf 0.8 % reduziert werden. Der Meßbereich des lagegeregelten Sensors liegt bei einem Lagefehler von 10 % geringfügig über dem Nennmeßbereich des Sensorelementes. Er sinkt mit wachsendem Lagefehler, da auch für die Kompensation des Lagefehlers elektrostatische Kräfte aufgebracht werden müssen, deren Betrag nach oben begrenzt ist. Auch aus diesem Grund ist der Lagefehler der seismischen Masse unbedingt klein zu halten.

Der zur Kompensation der Trägheitskräfte aufgebaute Regelkreis wurde so dimensioniert, daß ein maximales Signal-Rausch-Verhältnis entsteht. Durch den Einsatz eines PI-Reglers konnte eine Sensorbandbreite von 570 Hz bei Einsatz eines 2g-Sensorelementes mit einer Resonanzfrequenz von 778 Hz erreicht werden. Bei dieser Bandbreite ergibt sich eine Auflösung von 24 μg , was einer auf die Wurzel der Bandbreite bezogenen Auflösung von 1 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ entspricht. Die vergleichsweise hohe Auflösung der hybrid aufgebauten Lageregelungsschaltung ist zum einen darauf zurückzuführen, daß bei der Entwicklung analoger ASIC auf standardisierte Operationsverstärker zurückgegriffen werden muß, während bei Hybridschaltungen elektronische Bauelemente verwendet werden können, die Jahrzehnte lang auf geringes Rauschen hin optimiert wurden. Zum anderen wurde bei der Entwicklung der Schaltung die Rauscheigenschaft in den Vordergrund gestellt. Dadurch liegt allerdings auch die Verlustleistung im Bereich von 250 mW. Es ist deshalb zu untersuchen, ob durch den Einsatz anderer Bauteile eine Reduktion der Verlustleistung bei gleicher Auflösung erreicht werden kann.

Durch den Einsatz eines PID-Reglers könnte die Bandbreite im Vergleich mit einem 1g-Sensor mit PI-Regler um maximal 50 % erhöht werden, das Signal-Rausch-Verhältnis würde dabei aber um zwei Größenordnungen verschlechtert werden. Im Verhältnis dazu wird durch die Kombination eines 5g-Sensorelementes mit einem PI-Regler bei mehr als doppelter Bandbreite das Signal-Rausch-Verhältnis nur um einen Faktor $5 \cdot \sqrt[4]{5}$ verschlechtert. Von den beiden untersuchten Reglern führt

demnach der PI-Regler immer zu dem Sensor mit höherer Präzision. Aufgrund dieser Analyse ist es im Hinblick auf die optimale Auflösung bei gleichzeitig großem Meßbereich am sinnvollsten, Sensoren mit gestaffelter Empfindlichkeit in einem Sensorarray zu kombinieren.

Eine weitere Alternative zur Erhöhung der Bandbreite könnte eine neuartige Reglerstrategie darstellen, bei der eine innere Regelschleife zur Einstellung der Sensoreigenschaften Resonanzfrequenz und Dämpfung eingesetzt wird und eine äußere Regelschleife die eigentliche Lageregelung durchführt [Krö94]. Aufbauend auf den entwickelten Reglern und den dargestellten Beurteilungskriterien ist diese neue Regelstrategie auf ihr Auflösungsvermögen als Funktion der Bandbreite zu untersuchen.

Eine physikalische Grenze bezüglich des Auflösungsvermögens stellt jedoch das thermische Rauschen des Sensorelementes dar, das bei Auswertung des Sensors mit einem PI-Regler ca. 30 % des gesamten Rauschens verursacht. Eine effektive Reduktion des thermischen Sensorrauschens kann nur durch eine Bandbegrenzung des Sensors erfolgen, die in Abhängigkeit der Applikation durchgeführt werden muß.

Aufgrund der guten Temperaturstabilität der Sensorelemente sind die thermischen Eigenschaften aller untersuchter Sensoren, die aus LIGA-Sensorelementen und analogen Auswerteschaltkreisen bestehen, in dem untersuchten Temperaturintervall von -10°C bis 100°C sehr gut. Alle Sensoren haben bezogen auf die Nennbeschleunigung eine thermische Nullpunktsdrift von wenigen 10^{-4} 1/K. Die thermische Empfindlichkeitsdrift liegt zwischen $2.3 \cdot 10^{-4}$ 1/K bei dem untersuchten ASIC ht104 und $4.7 \cdot 10^{-4}$ 1/K bei der hybrid aufgebauten Lageregelungsschaltung. Da die Ursache dieser Temperaturgänge auf das Sensorelement zurückzuführen ist, bietet sich, wie bereits dargestellt, auch dort das größte Potential für eine weitere Verbesserung des Temperaturverhaltens.

Wie bereits bei der Diskussion der Auflösung angedeutet, kann das Meßverhalten durch Sensorarrays in Kombination mit einem μC verbessert werden. Dazu werden je nach Anwendung in den Sensorarrays Sensoren gleicher Empfindlichkeit oder gestaffelter Empfindlichkeit miteinander kombiniert. Durch die Auswertung mehrerer Sensoren gleicher Empfindlichkeit werden zufällige Fehler durch eine Mittelwertbildung reduziert. Weiterhin können die Sensoren vor einem Meßzyklus durch Plausibilitätsbetrachtungen getestet werden, um eine Aussage über die Verfügbarkeit des Systems treffen zu können. Der Einsatz von Sensorarrays mit Sensoren gestaffelter Empfindlichkeit ermöglicht zusätzlich eine hohe Auflösung kleiner Beschleunigungen bei einem gleichzeitig großen Meßbereich. Die

untersuchte Kombination eines 1g-, 2g- und 4g-Sensorelementes ist dabei als Beispiel anzusehen, andere Kombinationen sind denkbar.

Der Anwendungsbereich der im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Sensoren und Sensorsystemen liegt in dem Bereich der Navigation und der Seismologie.

Bei seismischen Messungen wird eine hohe Auflösung der eingesetzten Sensorsysteme verlangt, die bisher nur von teuren, konventionell aufgebauten Sensoren erreicht wird. Ergänzend wird hier der Einsatz von Sensoren unterschiedlicher Empfindlichkeit bevorzugt, die eine gleichzeitige Erfassung von schwachen und starken Erschütterungen mit höchster Präzision erlauben.

Für Navigationssysteme, bei denen die Bewegung des zu beobachtenden Körpers eingeschränkt ist, reicht unter Berücksichtigung der sich ergebenden Randbedingungen eine Erfassung der Beschleunigung zur Bestimmung der Lage des Körpers aus. Die hohe Präzision des LIGA-Beschleunigungssensors bietet in diesen Bereichen deshalb eine kostengünstige Alternative zu konventionell aufgebauten Sensoren.

Durch eine Ergänzung der Beschleunigungssensoren durch Gyrometer, die zur Zeit am Institut für Mikrostrukturtechnik entwickelt werden, lassen sich alle kinetischen Freiheitsgrade abdecken, so daß ein mikromechanisches Navigationssystem aufgebaut werden kann. Durch den Einsatz lokaler Intelligenz kann aus den Meßdaten direkt die aktuelle Lage des Systems im Raum ermittelt und über die Systemschnittstelle übertragen werden.

Literaturverzeichnis:

- [All89]: H. Allen, S. Terry, D. W. de Bruin
Accelerometer Systems with Self-Testable Features
Sensors and Actuators 20, Seiten 153-161 (1989)
- [Ana92]: Analog Devices
Monolithic Accelerometer With Signal Conditioning
Data Sheet, Rev.0 (1992)
- [Ans89]: Ansys User's Manual Revision 5.0
Swanson Analysis System Inc., Houston PA, USA (1992)
- [Bar88]: P. W. Barth, F. Pourahmadi, R. Mayer, J. Poydock, K. Petersen
A Monolithic Silicon Accelerometer with Integral Air Damping and Overrange Protection
IEEE Solid State Sensors Workshop, New York, Seiten 35-38 (1988)
- [Bec86]: E. W. Becker, W. Ehrfeld, P. Hagmann, A. Maner, D. Münchmeyer
Fabrication of Microstructures with High Aspect Ratios and Great Structural Heights by
Synchrotron Radiation Lithography, Electroforming and Plastic Moulding (LIGA-Process)
Microelectronic Engineering 4, Seiten 35-56 (1986)
- [Bei93]: H. Beikirch,
Sensor-Signalkopplung in Sensor-/Aktorbussystemen,
Kongreßband 'SENSOR'93', Nürnberg, Seiten 49-56 (1993)
- [Bos90]: CC310 Zielspezifikation
Robert Bosch GmbH, Reutlingen (1990)
- [Bos91]: Interne Besprechungsnotiz KfK-IMT-110-85
Kernforschungszentrum Karlsruhe und Robert Bosch GmbH (1991)
- [Box89]: B. Boxenhorn, P. Greiff
Monolithic Silicon Accelerometer
Sensors and Actuators A21-23, Seiten 273-278 (1989)
- [Bur91]: C. Burbaum, J. Mohr
Herstellung von mikromechanischen Beschleunigungssensoren in LIGA-Technik
KfK-Bericht 4859 (1991)
- [Cic90]: A. Cichocki, R. Unbehauen
Application of Switched-Capacitor Self-Oscillating Circuits to the Conversion of RLC-
Parameters into a Frequency or Digital Signal
Sensors and Actuators A 24, Seiten 129-137 (1990)
- [Cou93]: Y. d. Coulon, J. Hermann, F. Porret, C. Bourgeois, F. Rudolf
A Precision Capacitive Accelerometer Cell with Built-in Package-Stress Release
Structure
Abstract Eurosensors VII, Budapest (1993)
- [Cse93]: Spezifikation CSEM 2003
Capacitive Sensor Interface Circuit with Gain and Offset Adjustment
Centre Suisse d'Electrotechnique et de Micromechanique SA, Neuchâtel (1993)
- [Cse84]: L. Csepregi, K. Kühn, R. Nießl, H. Seidel
Technologie dünngeätzter Siliziumfolien im Hinblick auf monolithisch integrierbare
Sensoren
Forschungsbericht T84-209, Bundesministerium für Forschung und Technik (1984)

- [Dor87]: F. Doorenbosch
A Bipolar ASIC for a Capacitive Sensor
Transducer Conference, Tokio, Seiten 175-178 (1987)
- [Dub90]: Dubbel
Taschenbuch für den Maschinenbau
Springer Verlag Berlin (1990)
- [Dzi93]: J. Dzibuan, A. Gorecka-Drzaga, U. Lipowitz, W. Indyka, J. Wasowski
Self-Compensating Piezoresistive Pressure Sensor
Sensors and Actuators B, 18-19, Seiten 535-539 (1994)
- [Ebe93]: F. Eberle
Unveröffentlichter Bericht, Kernforschungszentrum Karlsruhe (1993)
- [Ehl93]: K. Ehlers
Mikrosystemtechnik - Voraussetzung für Funktionsverdichtung und Aufwärtsintegration
im Kraftfahrzeug
Technisches Messen 60, Seiten 347-352 (1993)
- [Ehr87]: W. Ehrfeld, P. Bley, F. Götz, P. Hagmann, A. Maner, J. Mohr, H. O. Moser,
D. Münchmeyer, W. Schelb, D. Schmidt, E. W. Becker
Fabrication of Microstructures Using the LIGA-Process
Proceedings Micro-Robots and Teleoperators Workshop 1987, Seiten 1-11 (1987)
- [End92]: Endevco Europa,
Schwingungsüberwachung an Flugzeugtriebwerken
Heidelberg, 1/92 (1992)
- [Föll85]: O. Föllinger
Regelungstechnik
Hüthig-Verlag, Heidelberg (1985)
- [Föll86]: O. Föllinger
Laplace- und Fourier-Transformation
Hüthig-Verlag, Heidelberg (1986)
- [Föll90]: O. Föllinger
PILAR-Programm zur interaktiven Lösung von Aufgabenstellungen der
Regelungstechnik
Institut für Regelungs- und Steuerungssysteme, Universität Karlsruhe (1990)
- [Fro72]: W. D. Frobenius, S. A. Zeitman, M. H. White, D. D. o'Sullivan, R. G. Hamel
Microminiature Ganged Threshold Accelerometers Compatible with Integrated Circuit
Technology
IEEE Transactions on Electron Devices, ED-19, No.1 (1972)
- [Fro93]: O. Fromhein, T. Kühner
Unveröffentlichter Bericht, Kernforschungszentrum Karlsruhe (1993)
- [Fro94]: O. Fromhein, H. Gemmeke, O. Krömer, T. Kühner, J. Mohr, M. Strohrmann
High Precision Readout Circuit for LIGA Acceleration Sensors
Zur Veröffentlichung auf 'Eurosensors VIII' in Toulouse (1994)
- [Ger89]: C. Gerthsen, H. O. Kneser, H. Vogel
Physik - Ein Lehrbuch zum Gebrauch neben Vorlesungen
Springer-Verlag, Berlin (1989)

- [Ger90]: U. E. Gerlach
Capacitive Accelerometer Made by Silicon Micromechanics
Proceedings of the 1st International Conference on Micro Electro Mechanical Systems,
Seiten 623-628 (1990)
- [Gev89]: H. J. Gevatter, H. Grethen
Kennlinie eines Beschleunigungssensors mit Kraftkompensation
Technisches Messen 56, S. 93-98 (1989)
- [Gsp94]: Gesellschaft für System- und Produktentwicklung, Bad Dürkheim
Persönliche Mitteilung vom 17. März 1994 (1994)
- [Haf94]: H. Haffner, M. Selig, K. Janotta, H. B. Kuntze, D. Schmidt
Fortschrittliches Abwasser-Inspektionssystem
KfK-Nachrichten 2/94, Kernforschungszentrum Karlsruhe, Seiten 90-97 (1994)
- [Har65]: R. J. Hartmann
Fatigue Hardening of Polycrystalline Copper, Nickel and Aluminium
Journal of applied Physics, Vol. 36, Number 5, Seiten 1751-1755 (1965)
- [Har90]: M. Harmening, W. Ehrfeld
Untersuchungen zur Abformung von galvanisierbaren Mikrostrukturen mit großer
Strukturhöhe aus elektrisch isolierenden und leitfähigen Kunststoffen
KfK-Bericht 4711 (1990)
- [Har92]: M. Harmening, W. Bacher, P. Bley, A. El-Kholi, H. Kalb, B. Kowanz, W. Menz, A. Michel,
J. Mohr
Moulding of Three -Dimensional Microstructures by the LIGA Process
Proceedings Conference on Micro Electro Mechanical Systems 1992, Travemünde,
Seiten 202-207 (1990)
- [Her93]: D. Herbst, B. Hoefflinger
Integrated Interface Circuits for Capacitive Micromechanical Sensors
Zur Veröffentlichung in 'Advances in Analog Circuit Design' (1993)
- [Höh93]: B. Hök, L. Tenerz, S. Berg, A. Blücker
Pressure Microsensor System Using a Closed-Loop Configuration
Sensors and Actuators A, 41-42, Seiten 78-81 (1994)
- [Ht92]: HT-Mikroelektronik GmbH
Datenblatt Schaltkreis ht104,
HT-Mikroelektronik GmbH, Pappenstr. 34a, Duisburg
- [Ht93]: HT-Mikroelektronik GmbH
Studie- Integrierte Schaltung zur Lageregelung von LIGA-Beschleunigungssensoren
HT-Mikroelektronik GmbH, Pappenstr. 34a, Duisburg
- [Hül91]: D. Hülsenberg
Glas in der Mikromechnik
Sitzungsberichte der sächsischen Akademie der Wissenschaften zu Leipzig, Akademie
Verlag, Berlin (1991)
- [Kam89]: K. D. Kammeyer, K. Kroschel
Digitale Signalverarbeitung-Filterung und Spektralanalyse
Teubner Studienbücher Elektrotechnik, Stuttgart (1989)
- [Kne90]: F. K. Kneubühl
Repetitorium der Physik
Teubner Studienbücher Physik, Stuttgart (1990)

- [Kro80]: H.Kronmüller
Prozeß-Meßtechnik 1
Schnäcker-Verlag, Karlsruhe (1980)
- [Kro86]: H. Kronmüller
Methoden der Meßtechnik
Schnäcker-Verlag, Karlsruhe (1986)
- [Krö94]: O. Krömer
Unveröffentlichter interner Bericht, Kernforschungszentrum Karlsruhe (1994)
- [Kun88]: J. T. Kung, H. Lee, R. T. Howe
A Digital Readout Technique for Capacitive Sensor Applications
IEEE Journal Solid-State Circuits, vol. 23, no. 4, Seiten 972-977 (1988)
- [Leu90]: H. Leuthold, F. Rudolf
An ASIC for High-Resolution Capacitive Microaccelerometers
Sensors and Actuators, A21-A23, Seiten 278-281 (1990)
- [Lin94]: K. Lindemann
Unveröffentlichter Bericht Kernforschungszentrum Karlsruhe (1994)
- [Mat89]: C. Mathek
Engineering Components Grow like Trees
KfK-Bericht 4648 (1989)
- [Mer93]: Proposal Esprit 93,
Three-D and LIGA Used for Micromachines, Project-Description (1993)
- [Mic92]: The Design Center Revision 3.0
Circuit Analysis User's Guide
Microsim Cooperation, Irvine, CA, USA (1992)
- [Moh91a]: J. Mohr, P. Bley, C. Burbaum, W. Menz, M. Strohrmann
Experimental Results of Capacitive Acceleration Sensors Fabricated by the LIGA
Process
Euroensors V, Rome (1991)
- [Moh91b] J. Mohr, M. Strohrmann
Examination of the Long Term Stability of Metallic LIGA-Microstructures by
Electromagnetic Activation
Journal for Micromechanical Microengineering 2, Seiten 193-195 (1992)
- [Moh94]: J. Mohr, M. Strohrmann, O. Fromhein, K. Lindemann
Ein Beschleunigungssensorsystem in LIGA-Technik - Aufbau und Eigenschaften
Spektrum der Wissenschaft, 2, Seiten 99-106 (1994)
- [Pae89]: M. v. Paemel
Interface Circuit for Capacitive Accelerometers
Sensors and Actuators 17, Seiten 629-637 (1989)
- [Pah93]: W. Pahlke, H. Pötter
Mikrosystemtechnik im industriellen Einsatz
Technisches Messen 60, Seiten 339-346 (1993)
- [Phi63]: E. Phillipow
Taschenbuch Elektrotechnik
VEB Verlag Technik, Berlin (1963)

- [Pip93]: Pipetronics GmbH, Karlsruhe
Perönliche Mitteilung
- [Roy79]: L. M. Roylance, J. B. Angell
A Batch-Fabricated Silicon Accelerometer
IEEE Transactions on Electron Devices, ED-26, No.12 (1979)
- [Rud87]: F. Rudolf, A. Jornod, P. Bencze
Silicon Microaccelerometer,
Transducer Conference 1987, Tokio, Seiten 395-398 (1987)
- [Rud89]: F. Rudolph, A. Jornod
Kapazitiver Beschleunigungssensor
AMA-Seminar Mikromechanik, Seiten 155-165 (1989)
- [Rup93]: R. Ruprecht, A. Both, W. Bacher
Plastic Molding and Electroforming of LIGA Microstructures on Microelectronic Circuits
Micro Mechanics Europe 1993, Neuchatel (1993)
- [Sei89a]: H. Seidel, H. Riedel, P. Kolbeck, G. Mück, M. Königer
Mikromechanischer, kapazitiver Beschleunigungssensor mit symmetrischer Aufhängung
AMA-Seminar Mikromechanik, Seiten 147-155 (1989)
- [Sei89b]: H. Seidel
Naßchemische Tiefenätztechnik
in A. Heuberger (Hrsg.) Mikromechanik
Springer Verlag, Berlin (1989)
- [Sei94]: H. Seidel,
Piezoresistive Beschleunigungssensoren für KFZ-Anwendungen
Tagungsband 'Einsatz der Mikromechanik für kinetische Sensoren', Chemnitz (1994)
- [Sie93]: J. Siegl, H. Eichele
Hardwareanwendungen mit ASIC
Hüthig-Verlag, Heidelberg (1993)
- [Str91]: M. Strohrmann, J. Mohr
Untersuchung des Verhaltens von mikromechanischen kapazitiven
Beschleunigungssensoren in LIGA-Technik
Diplomarbeit Universität Karlsruhe (1991)
- [Str93a]: M. Strohrmann, O. Fromhein, W. Keller, K. Lindemann, J. Mohr
LIGA-Sensoren und intelligente Mikrosysteme zur Messung von Beschleunigungen
KfK-Bericht 5238 , Seiten 65-70 (1993)

- [Str93b]: M. Strohrmann, P. Bley, O. Fromhein, J. Mohr
Acceleration Sensor with Integrated Compensation of Temperature Effects Fabricated by the LIGA Process
Sensors and Actuators, A41-A42, Seiten 426-429 (1994)
- [Str94]: M. Strohrmann, O. Fromhein, K. Lindemann, W. Keller, O. Krömer, T. Kühner, J. Mohr
Smart Acceleration Sensor System Based on LIGA Micromechanics
Zur Veröffentlichung auf 'Microsystem Technologies' in Berlin (1994)
- [Süß93]: W. Süß, K. Lindemann
Unveröffentlichter Bericht Kernforschungszentrum Karlsruhe (1993)
- [Ter88]: S. Terry
A Miniature Silicon Accelerometer with Built-In Damping
Proceedings IEEE Solid State Sensors Workshop, New York, Seiten 114-116 (1988)
- [Tsc93] G. Tschulena
Von Mikrosensoren zu Mikrosystemen - Stand und Perspektiven
Technisches Messen 60, S. 312-318 (1993)
- [Vol87]: H. Vollmer, W. Ehrfeld, P. Hagmann
Untersuchungen zur Herstellung von galvanisierbaren Mikrostrukturen mit extremer Strukturhöhe durch Abformung mit Kunststoff im Vakuum-Reaktionsgießverfahren
KfK-Bericht 4267 (1987)
- [Wal92]: U. Wallrabe, J. Mohr
Entwicklung, Optimierung und Test von elektrostatischen Mikromotoren nach dem LIGA-Verfahren
KfK-Bericht 5088 (1992)
- [Wal93]: F. Walter, M. Strohrmann, J. Mohr
Konstruktion und Inbetriebnahme eines Versuchsstandes zur dynamischen Vermessung von Beschleunigungssensoren
Diplomarbeit Universität Dresden (1993)
- [Wol84]: H. Wolf
Lineare Systeme und Netzwerke
Springer Verlag, Berlin (1985)
- [Yu92]: Y. Yu
Entwicklung und Untersuchung eines Beschleunigungssensor-Systems zur Positionsbestimmung von Vorlage-Abtastgeräten
VDI-Verlag Reihe 8, Nr. 296, Düsseldorf (1992)
- [Yun92]: W. Yun
A Surface Micromachined Accelerometer with Integrated CMOS Detection Circuitry
Dissertation University of California at Berkeley (1992)

Anhang:

A.1. Grundlagen der linearen Systemtheorie

In der Meß- und Regelungstechnik werden zur Beschreibung linearer, zeitinvarianter Systeme vielfach Übertragungsfunktionen im Laplace-Bereich [Föl886] herangezogen.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\int_0^{\infty} y(t) \cdot e^{-st} dt}{\int_0^{\infty} x(t) \cdot e^{-st} dt} \quad (\text{A.1})$$

X Einganggröße des linearen, zeitinvarianten Systems
Y Ausgangsgröße des linearen, zeitinvarianten Systems

Diese Übertragungsfunktionen beschreiben das Verhalten der Ausgangsgröße y als Funktion der Eingangsgröße x . Erfüllen beliebig komplexe Systeme die Forderungen nach Linearität und Zeitinvarianz [Wol84], lassen sie sich durch eine geringe Anzahl von elementaren Funktionsblöcken beschreiben. Insbesondere sind Tiefpässe, Hochpässe und Verzögerungsglieder zweiter Ordnung in dieser Arbeit von großer Bedeutung. Deshalb sollen ihre Systemeigenschaften kurz zusammengefaßt werden.

a) Tiefpaß erster Ordnung

Der Tiefpaß erster Ordnung ist durch die lineare Differentialgleichung

$$y(t) + T \cdot \frac{dy(t)}{dt} = K \cdot x(t) \quad (\text{A.2})$$

definiert. Nach einer Laplace-Transformation errechnet sich die komplexe Übertragungsfunktion zu

$$Y(s) = \frac{K}{1 + T \cdot s} \cdot X(s) \quad G(s) = \frac{K}{1 + T \cdot s} \quad (\text{A.3})$$

Das System hat einen reellen Pol bei der Stelle $s=-1/T$. Der Betrag der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich ist mit $s=j\omega$ gegeben durch

$$|G(j\omega)| = \sqrt{G(j\omega) \cdot G(-j\omega)} = \sqrt{\frac{K^2}{1+T^2 \cdot \omega^2}} \quad (A.4)$$

Der Betrag bleibt bis zu der Frequenz $\omega_0=1/T$ praktisch konstant und sinkt dann stetig mit wachsender Frequenz ω . Für $\omega_0=1/T$ gilt:

$$\left|G\left(j\frac{1}{T}\right)\right| = \frac{K}{\sqrt{2}} \quad (A.5)$$

Ausgedrückt in der logarithmischen Einheit Dezibel (dB) entspricht die auf $1/\sqrt{2}$ verringerte Antwort des Systems bei ω_0 dem Wert -3dB.

Ein Beispiel für einen Tiefpaß erster Ordnung ist die Parallelschaltung eines Kondensators der Kapazität C und eines Widerstandes der Größe R , an denen dieselbe Spannung $u(t)$ anliegt. Bei vorgegebener Spannung u ergibt sich der Strom i aus

$$C \cdot \frac{du(t)}{dt} + \frac{u(t)}{R} = i(t) \quad \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{R}{1+R \cdot C \cdot s} \quad (A.6)$$

womit sich die Zeitkonstante des Systems von $T=R \cdot C$ und die Übertragungskonstante des Systems von $K=R$ berechnen läßt.

b) Hochpaß erster Ordnung

Ein Hochpaß erster Ordnung ist durch die lineare Differentialgleichung erster Ordnung

$$y(t) = k \cdot \left(x(t) + T \cdot \frac{dx}{dt} \right) \quad (A.7)$$

definiert. Die komplexe Übertragungsfunktion errechnet sich im Laplace-Bereich zu

$$Y(s) = k \cdot (1+T \cdot s) \cdot X(s) \quad G(s) = k \cdot (1+T \cdot s) \quad (A.8)$$

Ein Hochpaß erster Ordnung kann demnach in der komplexen s -Ebene als Nullstelle bei $s=-1/T$ dargestellt werden. Der Betrag der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich errechnet sich zu

$$|G(j\omega)| = k \cdot \sqrt{1 + T^2 \cdot \omega^2} \quad . \quad (A.9)$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion bleibt bis zur Grenzfrequenz $\omega_0=1/T$ praktisch konstant und wächst dann mit steigender Frequenz an. Bei der Grenzfrequenz $\omega_0=1/T$ besitzt sie den Wert

$$|G(j\omega_0)| = k \cdot \sqrt{2} \quad |G(j\omega_0)|_{dB} = 3dB \quad .$$

Analog zu dem Beispiel a) ist die Übertragungsfunktion von $U(s)/I(s)$ ein Hochpaß erster Ordnung.

c) Verzögerungsglied zweiter Ordnung

Das Verzögerungsglied 2. Ordnung, auch als harmonischer Oszillator bezeichnet, ist gekennzeichnet durch eine lineare Differentialgleichung 2. Ordnung

$$T^2 \cdot \frac{d^2y(t)}{dt^2} + 2 \cdot d \cdot T \cdot \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K \cdot x(t) \quad , \quad (A.10)$$

woraus sich die Übertragungsfunktion $G(s)$ berechnen läßt zu

$$G(s) = \frac{K}{1 + 2 \cdot d \cdot T \cdot s + T^2 \cdot s^2} \quad . \quad (A.11)$$

Die Eigenschaften dieses Übertragungsgliedes müssen in Abhängigkeit der Dämpfung d diskutiert werden.

1. $d \geq 1$

Für diesen Fall läßt sich das Verzögerungsglied zweiter Ordnung als Reihenschaltung zweier Tiefpässe erster Ordnung darstellen, deren Zeitkonstanten sich aus

$$T_{1,2} = T \cdot (d \pm \sqrt{d^2 - 1}) \quad (A.12)$$

berechnen lassen. Die zwei Pole des Systems mit einer Dämpfung $d \geq 1$ sind reell, und es gelten dieselben Eigenschaften wie für zwei Pole erster Ordnung. Für den Fall $d=1$ liegt der Kriechfall vor.

2. $d < 1$

Für den Fall $d < 1$ liegt ein schwingungsfähiges System vor, das nicht mehr durch zwei reelle Pole dargestellt werden kann, sondern durch ein konjugiert komplexes Polpaar dargestellt werden muß. Die Pole berechnen sich aus

$$s_{p1,2} = -\frac{1}{T} \left(d \pm j\sqrt{1-d^2} \right) . \quad (\text{A.13})$$

Der Betrag dieser Übertragungsfunktion ist

$$|G(j\omega)| = \frac{K}{(1-\omega^2 \cdot T^2)^2 + 4 \cdot d^2 \cdot T^2 \cdot \omega^2} . \quad (\text{A.14})$$

Vielfach wird aus dem gemessenen Betrag der Übertragungsfunktion als Funktion der Frequenz auf die Kenngrößen d und T geschlossen. Dabei müssen wiederum zwei Fälle unterschieden werden.

Für $d > 1/\sqrt{2}$ besitzt der Betrag der Übertragungsfunktion kein Maximum. Dann läßt sich durch den Betrag der Übertragungsfunktion bei bekannter Resonanzfrequenz

$$\left| G \left(\omega_0 = \frac{1}{T} \right) \right| = \frac{K}{2 \cdot d} \quad (\text{A.15})$$

die Dämpfung d bestimmen.

Für $d < 1/\sqrt{2}$ steigt der Betrag der Übertragungsfunktion an, bis er sein Maximum an der Stelle

$$\omega_{\max} = \frac{1}{T} \sqrt{1-2 \cdot d^2} \quad (\text{A.16})$$

erreicht. Danach fällt er wie ein doppelter Tiefpaß erster Ordnung mit steigender Frequenz ab. Vielfach dient die gemessene Betragsübertragungsfunktion zur Bestimmung der Zeitkonstanten und der Dämpfung

$$d = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \left| \frac{G(0)}{G(\omega_{\max})} \right|^2} \right)} \quad T = \frac{1}{\omega_0} = \frac{\sqrt{1 - 2d^2}}{\omega_{\max}}$$

(A.17)

$$d = -\frac{1}{2} \frac{s_{p1} + s_{p2}}{\sqrt{s_{p1}s_{p2}}} = \cos(\arg(s_{p1})) \quad T = \frac{1}{\sqrt{s_{p1}s_{p2}}} = \frac{1}{|s_{p1,2}|}$$

Wie Gl. A.17 zeigt, ist die Angabe der komplexen Pole ebenso hinreichend zur Charakterisierung des Verzögerungsgliedes 2. Ordnung wie die Angabe der Zeitkonstanten und der Dämpfung. Dies ist insbesondere im regelungstechnischen Teil der Arbeit von Bedeutung, da dort anhand der Lage der Pole auf das Systemverhalten geschossen wird.

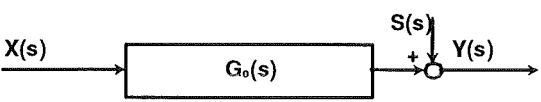
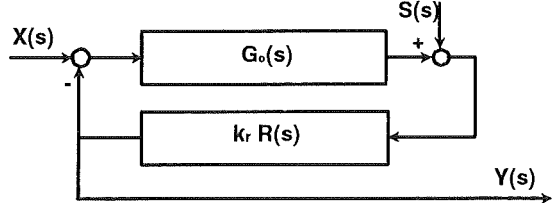
Damit sind die grundlegenden Übertragungsglieder kurz zusammenfassend dargestellt. Für Studien bieten sich [Föl86, Föl85, Kro84, Wol84] an.

A.2. Grundlagen zur Beschreibung von Regelungssystemen

Bereits in Kapitel A.1 wurden die Grundlagen der linearen Systemtheorie dargestellt. Der Fall einer Regelung stellt einen Spezialfall eines solchen Systems dar.

Bei einer Regelung wird die Ausgangsgröße, z.B. die Lageabweichung der seismischen Masse des Beschleunigungssensors, nach einer geeigneten Umrechnung über einen Regler zurückgeführt und zur Kompensation der Eingangsgröße verwendet. Die Regelung erfolgt dabei in aller Regel so, daß die Ausgangsgröße zu null wird. Das Meßsignal ist dann nicht mehr die frühere Ausgangsgröße, sondern die für die Regelung erforderliche Stellgröße.

Tab. A.1 zeigt eine Übersicht über die Strukturbilder des geregelten und ungeregelten Systems und deren Übertragungsfunktionen.

offenes System	geschlossenes System (Detaildarstellung)
	
$\frac{Y(s)}{X(s)} = G_o(s)$	$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k_r \cdot R(s) \cdot G_o(s)}{1 + k_r \cdot R(s) \cdot G_o(s)} = G_Y(s)$
$\frac{Y(s)}{S(s)} = 1$	$\frac{Y(s)}{S(s)} = \frac{k_r \cdot R(s)}{1 + k_r \cdot R(s) \cdot G_o(s)} = G_S(s)$

Tab. A.1: Prinzipielle Darstellung einer Reglerstruktur als Strukturbild und als komplexe Übertragungsfunktion aufgeteilt in Führungs- $Y(s)/X(s)$ und Störübertragungsfunktion $Y(s)/S(s)$

$X(s)$ Eingangsgröße des Systems
 $Y(s)$ Ausgangsgröße des Systems
 $S(s)$ Störgröße des Systems

Durch die Rückkopplung des Systems verändert sich die Führungsübertragungsfunktion $G_Y(s)$ zu

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k_r \cdot R(s) \cdot G_o(s)}{1 + k_r \cdot R(s) \cdot G_o(s)} = G_Y(s) \quad . \quad (A.18)$$

Sie besitzt ein vollständig anderes Systemverhalten als das offene Übertragungssystem. Dies ermöglicht eine Optimierung des dynamischen Verhaltens des Beschleunigungssensors. Durch die Rückkopplung des Systems ändert sich gleichzeitig die Störübertragungsfunktion $G_S(s)$ zu

$$\frac{Y(s)}{S(s)} = \frac{k_r \cdot R(s)}{1 + k_r \cdot R(s) \cdot G_o(s)} = G_S(s) \quad . \quad (A.19)$$

Durch die Wahl eines geeigneten Reglers $R(s)$ sollen sowohl Führungs- als auch Störübertragungsfunktion optimiert werden. Die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises soll dabei bis zu einer Grenzfrequenz ω_{\max} konstant sein, um nach dieser Grenzfrequenz stark abzufallen. Die Störübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises soll dahingehend optimiert werden, daß das Sensorrauschen, das die Auflösung des Sensors bestimmt, minimal wird.

Zur Beschreibung der Systemfunktionen des geschlossenen Regelkreises bietet sich das Wurzelortskurvenverfahren [Föl85] an. Das Wurzelortskurvenverfahren beschreibt die Lage der Systempole und Systemnullstellen (vgl. A.1.) als Funktion der Reglerkreisverstärkung k_r .

Gl. A.19 verdeutlicht, daß die Zählernullstellen von der Reglerkreisverstärkung k_r unabhängig sind, während Nennernullstellen oder Pole des Systems mit veränderlichem k_r variieren. Die Wurzelortskurve beschreibt die Bahn der Pole in der komplexen s -Ebene bei veränderlichem k_r . Die Herleitung der Konstruktionsregeln für Wurzelortskurven ist ausführlich in [Föl85] dargestellt. Zwei anschauliche Spezialfälle werden hier kurz dargestellt. Für $k_r \rightarrow 0$ wird Gl. A.19 zu

$$\frac{k_r \cdot R(s) \cdot G(s)}{1 + k_r \cdot R(s) \cdot G(s)} \Big|_{k_r \rightarrow 0} = k_r \cdot R(s) \cdot G(s) \quad . \quad (A.20)$$

Damit liegen die Pole des geschlossenen Regelkreises an denselben Stellen wie die Pole des offenen Regelkreises. Für $k_r \rightarrow \infty$ laufen die Pole des geschlossenen Regelkreises zu den Nullstellen des offenen Regelkreises.

$$1 + k_r \cdot R(s) \cdot G(s) \Big|_{k_r \rightarrow \infty} = k_r \cdot R(s) \cdot G(s) \quad (A.21)$$

Die Äste der Wurzelortskurven beginnen demnach in den Polen des offenen Regelkreises und enden in den Nullstellen des offenen Regelkreises. Liegen n Nullstellen des offenen Regelkreises und p Pole des offenen Regelkreises vor, so

haben $(p-n)$ Nullstellen des geschlossenen Regelkreises einen unendlich großen Betrag.

Wie in Anhang A.1. gezeigt wird, kann aus der Lage der Nullstellen und der von k_r abhängigen Polstellen das Systemverhalten ermittelt werden. Das Amplitudenspektrum $|G_y(\omega)|$ bleibt annähernd konstant, bis die Frequenz ω so groß ist wie der Betrag des Poles oder der Nullstelle, der/die am nächsten am Ursprung liegt. Ausschlaggebend für die Grenzfrequenz des Sensors ist deshalb die Lage eben dieses Poles oder der Nullstelle, da dieser Punkt über Signalanstieg oder -abfall mit steigender Frequenz entscheidet. Die übrigen Pole und Nullstellen müssen dann lediglich Randbedingungen entsprechen, um das Übertragungsverhalten bis zur Grenzfrequenz nicht zu stören.

A.3: Tabellarischer Sensorvergleich*

	LIGA-Sensorelement	LIGA-Sensor mit ht104	LIGA-Sensor mit CC310	LIGA-Sensor mit Lageregelung
Meßbereich	1 g	1 g	1 g	1 g
Empfindlichkeit	20 %/g	1000 mV/g	500 mV/g	2230 mV/g
Linearitätsfehler	0.6 %	15 %	1.2 %	0.8 %
Grenzfrequenz	557 Hz	557 Hz	150 Hz	420 Hz
Dämpfung	0.7	0.7	0.7	0.6
TK Offset	$6 \cdot 10^{-5}$ g/K	$2.7 \cdot 10^{-4}$ g/K	$1.8 \cdot 10^{-4}$ g/K	$2.7 \cdot 10^{-4}$ g/K
TK Empfindlichkeit	$2.2 \cdot 10^{-4}$ 1/K	$2.3 \cdot 10^{-4}$ 1/K	$2.3 \cdot 10^{-4}$ 1/K	$4.7 \cdot 10^{-4}$ 1/K
Auflösung	$1.3 \cdot 10^{-5}$ g	$1 \cdot 10^{-3}$ g	$2 \cdot 10^{-3}$ g	$2.3 \cdot 10^{-5}$ g

*) Die dargestellten Sensordaten sind zum besseren Vergleich Simulationswerte für ein 1g-Sensor mit einem Lagefehler von 10 %, bei dem die Dämpfung ideal angepaßt wurde