

Franziska Wild-Pfeiffer

**Das Potential von MEMS-Inertialsensoren
zur Anwendung in der Geodäsie und Navigation**

München 2015

**Verlag der Bayerischen Akademie der Wissenschaften
in Kommission beim Verlag C. H. Beck**



DGK Deutsche Geodätische Kommission
der Bayerischen Akademie der Wissenschaften

Reihe B

Angewandte Geodäsie

Heft Nr. 319

Franziska Wild-Pfeiffer

Das Potential von MEMS-Inertialsensoren
zur Anwendung in der Geodäsie und Navigation

München 2015

Verlag der Bayerischen Akademie der Wissenschaften
in Kommission beim Verlag C. H. Beck

ISSN 0065-5317

ISBN 978-3-7696-8598-5

Adresse der Deutschen Geodätischen Kommission:



Deutsche Geodätische Kommission

Alfons-Goppel-Straße 11 • D – 80 539 München
Telefon +49 – 89 – 23 031 1113 • Telefax +49 – 89 – 23 031 - 1283 / - 1100
e-mail hornik@dgfi.badw.de • <http://www.dgk.badw.de>

Adresse der Autorin (Stand Mai 2015):

Dr.-Ing. Franziska Wild-Pfeiffer
Institut für Navigation (INS) • Universität Stuttgart
Breitscheidstr. 2 • D-70174 Stuttgart
E-Mail: franziska.wild-pfeiffer@nav.uni-stuttgart.de

Diese Publikation ist als pdf-Dokument veröffentlicht im Internet unter der Adresse /

This volume is published as pdf-document in the internet

<<http://dgk.badw.de/index.php?id=10>>

© 2015 Deutsche Geodätische Kommission, München

Alle Rechte vorbehalten. Ohne Genehmigung der Herausgeber ist es auch nicht gestattet,
die Veröffentlichung oder Teile daraus auf photomechanischem Wege (Photokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen

In Erinnerung an meine Kollegen

Dipl.-Phys. Manfred Reich († September 2008)

Dipl.-Ing. Alexandra Seifert-Friedel († November 2010)

Zusammenfassung

Mikro Elektro Mechanische Systeme (MEMS) sind heute aus dem Alltag nicht mehr wegzudenken. Man findet sie u.a. in Airbag- und Reifendrucksystemen, in Digitalkameras, Handys, Druckköpfen von Tintenstrahldruckern, Herzschrittmachern und Biochips zur DNA-Analyse. Es sind Systeme, die Sensoren, Aktoren und Elektronik vereinen und die mittels den aus der Mikroelektronik übernommenen Werkstoffen und Fertigungsverfahren in Mikrogröße – von 1 mm bis 1 μ m – erstellt werden. Mit diesen Eigenschaften bieten MEMS-Inertialsensoren neue Möglichkeiten zum Einsatz der Trägheitsnavigationstechnologie wie z.B. als Ergänzung von GNSS (Global Navigation Satellite System) in der Landfahrzeugnavigation oder im Bereich der Personennavigation.

In dieser Arbeit wird die Entwicklung der Inertialsensoren aufgezeigt und die Motivation beschrieben, die zur Anwendung von MEMS-Inertialsensoren in der Geodäsie und Navigation führt. Es wird die Definition von MEMS erläutert und speziell auf die Entwicklung der MEMS eingegangen. Es werden die Einsatzbereiche von u.a. MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren, deren Potential bzw. Marktprognosen und deren Materialien und Herstellungsverfahren besprochen. Des Weiteren wird auf die Skalierungseffekte bei Mikrosystemen sowie auf die Grundprinzipien der MEMS-Aktoren und der MEMS-Inertialsensoren eingegangen. Es werden die Parameter definiert, welche die Sensoren beschreiben und eine Genauigkeitsabschätzung des Fehlers gemacht, der durch die die Geschwindigkeits-, Positions- und Orientierungsgenauigkeit dominierenden Sensorparameter entsteht. Darüber hinaus wird für eine beispielhafte Anwendung mit MEMS-Inertialsensoren untersucht, ob sich diese hinsichtlich ihrer Genauigkeit dafür eignen, die Position und Geschwindigkeit entsprechend der definierten Anforderungen zu bestimmen. Es werden generell Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren für Anwendungen in der Geodäsie und Navigation formuliert und aktuelle Anwendungen aus der Geodäsie und Navigation vorgestellt.

Es wird aufgezeigt, dass mit der Genauigkeit der aktuell auf dem Markt verfügbaren MEMS-Inertialsensoren Anwendungen in der Geodäsie und Navigation nur realisiert werden können, wenn eine vollständige Sensorkalibrierung kombiniert mit einer regelmäßigen externen Referenzierung nach sehr kurzen Messzeiten erfolgt.

Summary

Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) have numerous applications on our daily life nowadays. They are found in airbag and tyre systems, digital cameras, mobile phones, print heads of inkjet printers, cardiac pacemakers and biochips for DNA analysis. These systems include sensors, actuators and electronics. They are produced in micro size – from 1 mm to 1 μm – using microelectronics materials and manufacturing processes. With these properties, MEMS inertial sensors offer new possibilities for the use of inertial navigation technology. For instance, they are used as a complement of GNSS (Global Navigation Satellite System) in the land vehicle navigation or in the field of personal navigation.

In this work the development of inertial sensors is given and the motivation for the application of MEMS inertial sensors in geodesy and navigation is described. The definition of MEMS is explained and specifically the development of MEMS is addressed. The application fields of i.a. MEMS acceleration and angular rate sensors, their market potential, their materials and manufacturing processes are discussed. Furthermore, scaling effects in microsystems, the basic principles of MEMS actuators and MEMS inertial sensors are shown. The descriptive parameters of the sensors are defined. The accuracy is estimated on how large are the errors of speed, position and orientation, that are caused by the dominant sensor parameters. The investigation is done for a particular application. Requirements of MEMS inertial sensors in geodesy and navigation applications are mentioned. Finally, current applications in geodesy and navigation are listed.

It is shown that the accuracy of the up to date MEMS inertial sensors for applications in geodesy and navigation is only adequate under certain terms and conditions. A complete sensor calibration combined with a regular external referencing after short measurement times has to be integrated.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	3
Summary	4
Inhaltsverzeichnis	5
1 Einleitung, Ziel und Aufbau der Arbeit.....	7
2 Motivation zur Anwendung von MEMS-Inertialsensoren	9
3 MEMS	15
3.1 Definition.....	15
3.2 Entwicklung.....	16
3.3 Einsatzbereiche.....	17
3.4 Potential, Marktprognosen.....	21
3.5 Materialien, Herstellungsverfahren	22
4 Skalierungseffekte zwischen Makro- und Mikrosystemen – grundlegende Aspekte.....	25
4.1 Ähnlichkeit, Ähnlichkeitskennzahl und Skalierungsbedingung.....	25
4.2 Oberfläche-Volumen-Effekt.....	30
4.3 Beobachtung der Skalierungseffekte in der Natur und im Alltag.....	31
4.4 Notation von Trimmer	33
5 Grundprinzipien bei MEMS-Aktoren.....	36
5.1 Elektrostatische Aktoren.....	38
5.2 Piezoelektrische Aktoren.....	43
5.3 Elektromagnetische Aktoren	50
5.4 Thermische Aktoren	54
5.5 Vergleich der Aktorprinzipien.....	59
6 Grundprinzipien bei MEMS-Inertialsensoren	60
6.1 MEMS-Beschleunigungssensoren.....	60
6.2 MEMS-Drehratensensoren	66
7 Sensorparameter, Genauigkeitsabschätzung und Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren	75
7.1 Sensorparameter	75
7.2 Kategorisierung und Marktrecherche (Stand Dezember 2014).....	80
7.3 Grobe Genauigkeitsabschätzung von MEMS-Inertialsensoren.....	85
7.4 Genauigkeitsuntersuchung von MEMS-Inertialsensoren hinsichtlich der Integration in einen handgeführten 3D-Scanner.....	88
7.5 Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren in der Geodäsie und Navigation.....	89
8 Aktuelle Anwendungen in der Geodäsie und Navigation	91
8.1 Anwendungen in der Geodäsie.....	91
8.2 Anwendungen in der Navigation	96

8.3	Innenraumpositionierung eines Fußgängers	98
8.4	Ergänzung von GNSS mit MEMS-Inertialsensoren für Landanwendungen	102
8.5	Ausblick.....	105
9	Schlussfolgerungen.....	107
	Abbildungsverzeichnis	109
	Tabellenverzeichnis	112
	Literaturverzeichnis	113

1 Einleitung, Ziel und Aufbau der Arbeit

Ein Interiales Navigationssystem (INS) bzw. Trägheitsnavigationssystem bestimmt kontinuierlich die Positionen, Geschwindigkeiten und Orientierungen im Raum mittels Integration der erfassten Beschleunigungen und Winkelgeschwindigkeiten über der Zeit. Bei diesem Verfahren handelt es sich prinzipiell um ein Koppelnavigationsverfahren, im Englischen als „Dead Reckoning“ bezeichnet, das alleine oder ergänzend zu GNSS (Global Navigation Satellite System) in Bereichen mit schlechtem oder keinem Empfang, wie z.B. in Häuserschluchten, Tunneln oder Innenräumen, eingesetzt wird. Im Fall der GNSS Integration liefert es zusätzlich Lageinformationen. Man spricht bei der Kombination von inertialer Navigation und Satellitennavigation von sog. integrierten Navigationssystemen (vgl. Wendel 2011).

Die gängigsten Drehratensensoren sind mechanische Kreisel (vgl. Magnus 1965; Grafarend 1967, 1974), optische Kreisel wie Ringlaserkreisel (RLG, Ring Laser Gyroskop) und Faserkreisel (FOG, Faser Optisches Gyroskop) (vgl. Jekeli 2001). Seit Mitte der 90er Jahre wurden konventionelle Sensoren durch miniaturisierte, kostengünstige Sensoren ersetzt. Man spricht hier von sog. Mikrosystemen, die im englischsprachigen Raum als Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) bekannt sind. MEMS haben sehr kleine Abmessungen und Gewichte sowie einen sehr niedrigen Stromverbrauch. MEMS-Drehratensensoren basieren auf dem Coriolis-Effekt; man spricht hier von sog. Vibrationskreisel. Bei den Beschleunigungssensoren lässt sich das gängige Verfahren der Erfassung der Auslenkung einer Probemasse auch auf MEMS-Basis realisieren (vgl. Kempe 2013).

Die Entwicklung der letzten Jahrzehnte hat dazu geführt, dass sich MEMS-Inertialsensoren heutzutage als Massenprodukte für zahlreiche Anwendungen etabliert haben. Anwendungen von MEMS sind im Automobilbereich in Form von z.B. Airbagsystemen und dem Elektronischen Stabilitätsprogramm (ESP) zu finden. Weitere Anwendungen liegen u.a. in den Bereichen der Konsumelektronik (Mobilfunkgeräte, Spielekonsolen etc.), der Medizintechnik, der Telekommunikation und der IT-Branche (vgl. Wild-Pfeiffer und Schäfer 2011).

Zunehmend werden die MEMS-Inertialsensoren auch in der Geodäsie und Navigation eingesetzt. Angewendet werden sie beispielsweise zur optischen Bildstabilisierung, zur Neigungsbestimmung optischer Vermessungsinstrumente, zur Erfassung von Bauwerksschwingungen, aber auch in Fahrerassistenzsystemen und zur Personennavigation.

Ziel der Arbeit ist es, das Potential der MEMS-Inertialsensoren bezogen auf Anwendungen in der Geodäsie und Navigation darzustellen und dies anhand von Anwendungsbeispielen zu verdeutlichen. Es werden grundlegende Aspekte zu den Skalierungseffekten bei Mikrosystemen und die Grundprinzipien von MEMS-Inertialsensoren und -aktoren erläutert. Es werden die Parameter definiert, die die Sensoren beschreiben, eine Genauigkeitsabschätzung von MEMS-Inertialsensoren gemacht und Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren in der Geodäsie und Navigation formuliert. Des Weiteren werden Anwendungen aus den Bereichen der Geodäsie und Navigation beschrieben.

In Kapitel 2 wird zunächst die Entwicklung der Inertialsensoren vorgestellt und erläutert, welche Faktoren zur heutigen Entwicklung der MEMS-Inertialsensoren geführt haben.

In Kapitel 3 wird der Begriff MEMS definiert. Es werden die wesentlichen Meilensteine der MEMS-Entwicklung, die Einsatzbereiche von MEMS, aber auch die Marktprognosen und die zur Herstellung verwendeten Materialien und Verfahren gezeigt.

Der Einfluss der Skalierung bei Mikrosystemen wird in Kapitel 4 vorgestellt. Dies sind die geometrische und physikalische Ähnlichkeit, die Ähnlichkeitskennzahl und die Skalierungsbedingung, der Oberfläche-Volumen-Effekt, die Beobachtung der Skalierungseffekte in der Natur und im Alltag und die Notation von Trimmer.

In Kapitel 5 werden die Grundprinzipien der vier wesentlichen MEMS-Aktorprinzipien erläutert. Dies sind das elektrostatische, das piezoelektrische, das elektromagnetische und das thermische Aktorprinzip. Für jeden Aktor werden das entsprechende Wirkungsprinzip und die Vor- und Nachteile der Wandlung erläutert und es werden einige Realisierungsbeispiele gezeigt.

Die Grundprinzipien der MEMS-Inertialsensoren werden in Kapitel 6 vorgestellt. Im Fall der MEMS-Beschleunigungssensoren wird auf die folgenden eingesetzten Verfahren zur Messung der Trägheitskraft eingegangen: Auslenkungsprinzip, Kraftkompensationsprinzip und Vibrationsprinzip. Im Fall der MEMS-Drehratensensoren werden verschiedene Realisierungen der auf dem Coriolis-Effekt basierenden Vibrationsdrehratensensoren erläutert. Auch wird hier der Einfluss der Skalierung bei kapazitiven MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren gezeigt.

In Kapitel 7 werden die wesentlichen Sensorparameter von MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren erläutert, wie sie in den Datenblättern der Sensoren angegeben werden. Es wird eine Gegenüberstellung auf dem Markt (Stand Dezember 2014) erhältlicher MEMS-Inertialsensoren anhand ausgewählter, zuvor beschriebener Parameter gemacht und eine Kategorisierung der Sensoren vorgenommen. Des Weiteren wird eine Genauigkeitsabschätzung des Fehlers gemacht, der durch die die Geschwindigkeit-, Positions- und Orientierungsgenauigkeit dominierenden Sensorparameter entsteht. Darüber hinaus wird für eine beispielhafte Anwendung, nämlich die Integration von MEMS-Inertialsensoren in einen handgeführten 3D-Scanner, untersucht, ob sich diese hinsichtlich ihrer Genauigkeit dafür eignen, die Position und Geschwindigkeit entsprechend der definierten Anforderungen zu bestimmen. Es werden dann generell Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren für Anwendungen in der Geodäsie und Navigation zusammengefasst.

In Kapitel 8 werden beispielhafte Anwendungen in der Geodäsie und Navigation genannt. Im Bereich der Geodäsie werden die optische Bildstabilisierung, die Neigungsbestimmung, die Erfassung von Bauwerksschwingungen und die Erfassung von Unebenheiten der Räder und des Gleisbetts der Bahn erläutert. Fahrerassistenzsysteme, Koppelnavigationssysteme und die Bewegungserfassung werden als beispielhafte Anwendungen aus dem Bereich der Navigation genannt. Detailliert erläutert werden zwei Beispiele für am Institut für Navigation entwickelte Anwendungen. Dies sind die Innenraumpositionierung eines Fußgängers und die Ergänzung von GNSS mit MEMS-Inertialsensoren. Ein Ausblick rundet das Kapitel ab.

Den Abschluss der Arbeit bildet Kapitel 9 mit Schlussfolgerungen.

2 Motivation zur Anwendung von MEMS-Inertialsensoren

Die Motivation zur Anwendung von MEMS-Inertialsensoren, d.h. MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren, in der Geodäsie und Navigation ist vielschichtig. Die Entwicklung der Inertialsensoren ist das Ergebnis der Forschungsarbeit vieler Menschen.

Als physikalische und technische Grundlagen der Inertialsensoren sind u.a. die Arbeiten von Newton/Euler, Bohnenberger/Foucault, Anschütz-Kämpfe/Sperry, Schuler, Sagnac und Coriolis zu nennen (vgl. Hellmann 1962; Wrigley 1977; Titterton und Weston 2004; Kempe 2011; Kempe 2013). Diese grundlegenden Forschungsarbeiten sind in Form eines Mind-Maps in Abbildung 2.1 dargestellt.

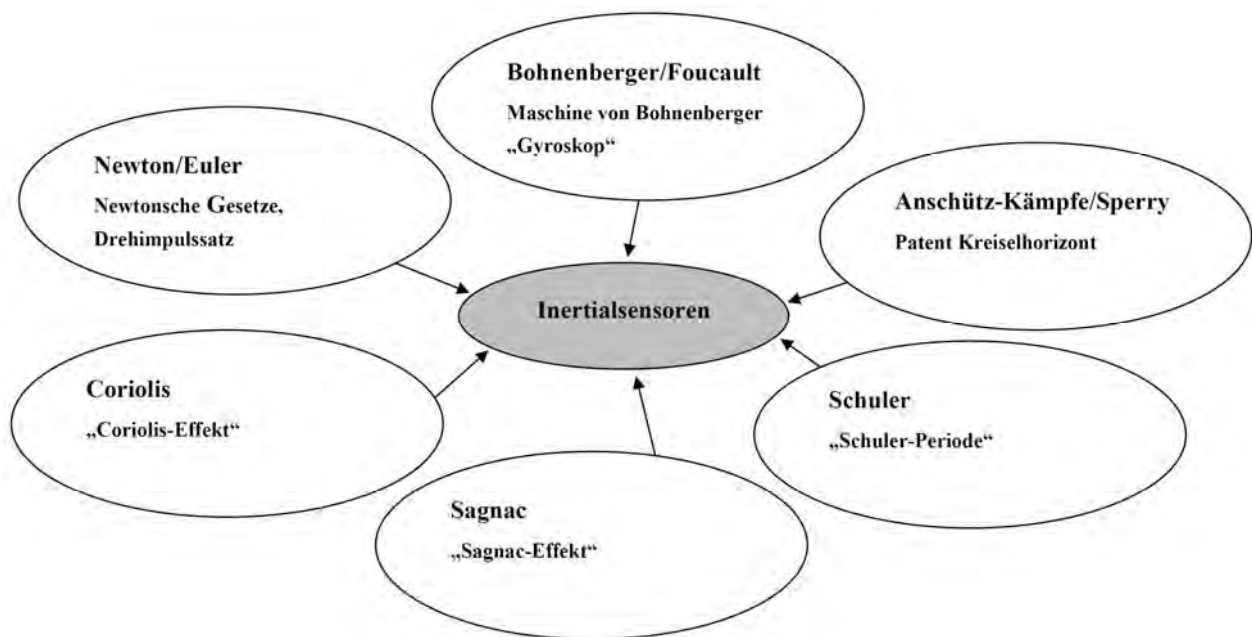


Abbildung 2.1 Physikalische und technische Grundlagen der Inertialsensoren

Die Newtonschen Gesetze der Mechanik (entwickelt im 17. Jahrhundert) bilden die physikalische „Ausgangsbasis“ für die Sensoren der Inertialnavigation (vgl. Bergmann und Schäfer 1961). Euler leitete aus den Newtonschen Gesetzen 1752 den Drehimpulssatz ab, welcher besagt, dass „*sich der Drehimpuls eines Körpers nur ändert, wenn ein Drehmoment vorliegt*“ (vgl. Van der Waerden 1983, 1984). Das Drehmoment $\mathbf{M}$ ergibt sich folglich aus der zeitlichen Ableitung des Drehimpulses $\mathbf{L}$ und ist das Kreuzprodukt aus Ortsvektor $\mathbf{r}$ (Hebelarm) und Kraft $\mathbf{F}$:

$$\mathbf{M} = \frac{d\mathbf{L}}{dt} = \mathbf{r} \times \mathbf{F} . \quad (2.1)$$

Der Drehimpuls ergibt sich als Produkt aus Trägheitstensor $\mathbf{J}$ und Winkelgeschwindigkeit $\boldsymbol{\Omega}$

$$\mathbf{L} = \mathbf{J} \cdot \boldsymbol{\Omega} . \quad (2.2)$$

Der Drehimpulssatz ist die physikalische Grundlage der mechanischen Drehratensensoren. Ein weiterer elementarer Sensor eines Inertialnavigationssystems ist der Beschleunigungssensor, welcher auf dem 2. Newtonschen Gesetz, dem sog. Grundgesetz der Mechanik, basiert. Dieses lautet: „*Die Änderung der Bewegung einer Masse ist der Einwirkung der bewegenden Kraft proportional und geschieht nach der Richtung derjenigen geraden Linie, nach welcher jene Kraft wirkt*“. Die Kraft $\mathbf{F}$ ergibt sich als Produkt aus der Masse des Körpers m und der ihm erteilten Beschleunigung $\mathbf{a}$:

$$\mathbf{F} = m \cdot \mathbf{a} . \quad (2.3)$$

Foucault wies im Jahr 1851 die Rotation der Erde mit dem nach ihm benannten Foucaultschen Pendel nach und entwickelte die im Jahr 1810 von Bohnenberger erfundene Schwungmaschine bis zur Fertigstellung im Jahr 1852 weiter (vgl. Wagner und Trierenberg 2010). Foucault verwendete erstmals den Begriff „Gyroskop“ für dieses Instrument zur Erfassung von Drehbewegungen, dessen äußerer Kardanrahmen im Gegensatz zu Bohnenberger zur Verminderung der Lagerreibung an einem Torsionsdraht aufgehängt ist (vgl. Abbildung 2.2). Physikalische Grundlage des Gyroskops ist der genannte Drehimpulssatz.

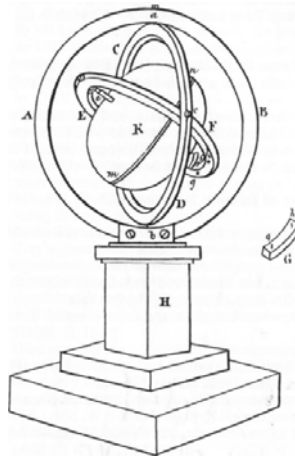


Abbildung 2.2 Maschine von Bohnenberger (Bohnenberger 1817; Wagner und Trierenberg 2010)

Anschütz-Kämpfe und Sperry nutzten das mechanische Prinzip der Maschine von Bohnenberger und fertigten einen Kreiselhorizont. Anschütz-Kämpfe erhielt hierfür 1918 ein Patent, welches grundlegend für die Entwicklung der Kreiseltechnik war (vgl. Abbildung 2.3; Bührke 2005).

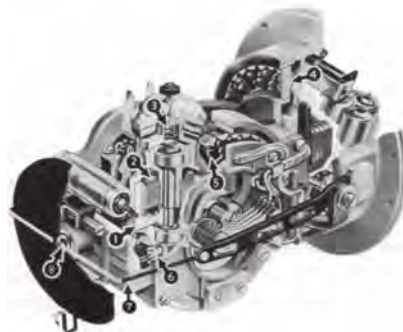


Abbildung 2.3 Sperry Kreiselhorizont (Rößger 1961; Wagner und Trierenberg 2010)

Schuler lieferte im Jahr 1923 den Nachweis für die Elimination des Einflusses horizontaler Beschleunigungen auf die Genauigkeit des Kreiselkompass durch die Einführung eines theoretischen Pendels der Länge des Erdradius R bzw. der Schwingungsdauer T von 84.4 min, der sogenannten Schuler-Periode (vgl. Abbildung 2.4; Wrigley 1950; Huber und Bogers 1983; Stovall 1997). Die Schuler-Periode ergibt sich mittels

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{R}{g}}, \quad (2.4)$$

wobei g die Erdbeschleunigung darstellt. Durch das sogenannte Schuler-Tuning wird erreicht, dass zwei Achsen des Inertialnavigationssystems horizontal ausgerichtet sind und laufend nachgeführt werden. Generell verfügt man mit einem Pendel über eine Möglichkeit, eine Schwingung resultierend aus einer Krafteinwirkung auf die Masse des Pendelkörpers zu beschreiben. Das Schuler-Prinzip stellt die

Grundvoraussetzung für die Verwendung eines Kreiselkompasses dar, da sonst horizontale Beschleunigungen zu großen Fehlern führen würden.

Das Schuler-Tuning wurde bei mechanisch, kardanisch gelagerten Kreisel umgesetzt; heutzutage findet bei sog. Strap-down Systemen, d.h. starren, am Fahrzeug angebrachten Systemen, eine rechnerische Aktualisierung der über die Kreisel bzw. Drehratensensoren erneuerten Richtungskosinus-Matrix statt.

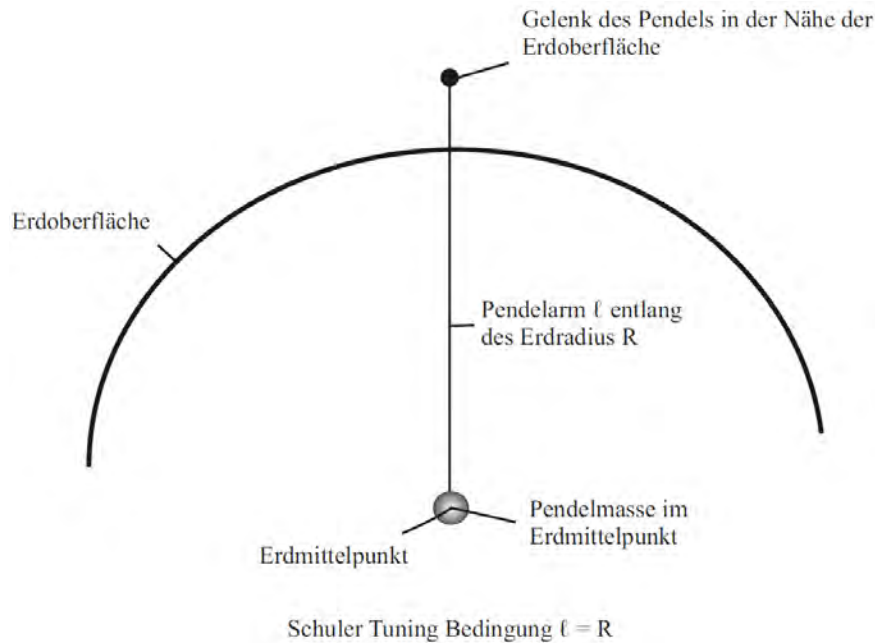


Abbildung 2.4 Schuler-Periode nach Wrigley (1950)

Sagnac wies 1913 nach, dass es zu einer Phasenverschiebung kommt, wenn kohärentes Licht in zwei entgegengesetzten Richtungen auf einer geschlossenen Bahn gelenkt wird, welche sich auf einer mit der Winkelgeschwindigkeit Ω gegenüber dem Inertialsystem drehenden Plattform befindet (vgl. Abbildung 2.5; Britting 1971). Die Phasenverschiebung $\Delta\phi$, resultierend aus den unterschiedlich lang zurückgelegten Strecken s_1 und s_2 , ist linear von der Winkelgeschwindigkeit abhängig. Es gilt u.a. nach Rodloff (1999), Schied (2006) und Wendel (2011) für eine Kreisbahn mit Radius r

$$\Delta\phi \cong \frac{8\pi \cdot A}{c \cdot \lambda} \cdot \Omega \quad \text{mit } A = \pi \cdot r^2, \quad (2.5)$$

wobei λ die Wellenlänge des Lichts und c die Lichtgeschwindigkeit im Medium der optischen Bahn sind.

Dieser nach Sagnac benannte „Sagnac-Effekt“ bildet die physikalische Grundlage für die in den 1960er Jahren erfundenen optischen Kreisel (Faserkreisel und Ringlaserkreisel).

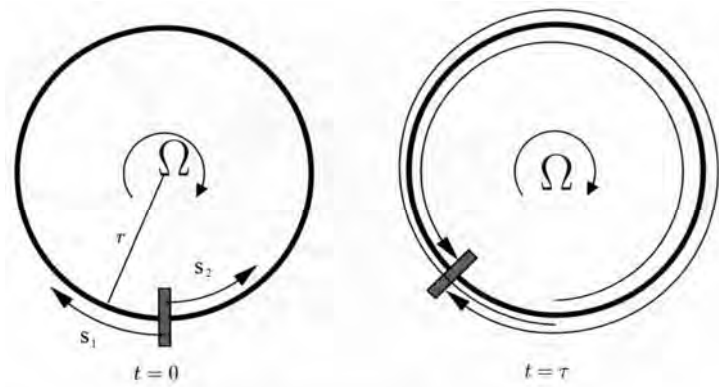


Abbildung 2.5 Sagnac-Effekt (Wendel 2011)

De Coriolis zeigte 1835 in seinem Werk „Sur les équations du mouvement relatif des systèmes de corps“, dass ein Körper, der sich auf einem mit der Winkelgeschwindigkeit Ω rotierenden System mit der Geschwindigkeit v relativ zu diesem System bewegt, eine Beschleunigung a bzw. Kraft F erfährt:

$$a = 2v \cdot \Omega \cdot \sin \alpha \quad \text{und} \quad F = 2m \cdot v \cdot \Omega \cdot \sin \alpha, \quad (2.6)$$

wobei α den Winkel zwischen der Richtung der Geschwindigkeit und der Rotationsachse darstellt. In vektorieller Schreibweise gilt:

$$\mathbf{a} = 2(\mathbf{v} \times \boldsymbol{\Omega}) \quad \text{und} \quad \mathbf{F} = 2m \cdot (\mathbf{v} \times \boldsymbol{\Omega}). \quad (2.7)$$

Diese nach ihm benannte Coriolis-Kraft tritt zusätzlich zur Zentrifugalkraft in einem rotierenden System auf und ist folglich eine Trägheitskraft. Der sog. „Coriolis-Effekt“ bildet die physikalische Grundlage für die in den 1990er Jahren erfundenen MEMS-Drehratensensoren.

Die Anwendungen dieser physikalischen und technischen Grundlagen der Inertialsensoren haben ihre Anfänge während des 2. Weltkriegs; sie waren folglich militärisch orientiert. So fand u.a. im Jahr 1942 der erste, inertial geführte Flug einer V2-Rakete der Peenemünde-Gruppe statt. 1953 erfolgte der erste interkontinentale Flug mit SPIRE (SPACE Inertial Reference Equipment), einem Navigationssystem, das von C.S. Draper am MIT entwickelt wurde (vgl. Abbildung 2.6; Draper 1981). In Wrigley (1977) ist die landestypische Entwicklung der Inertialnavigation beschrieben, aufgeteilt in die amerikanische, deutsche und sowjetische Entwicklung. Diese landesspezifische Aufteilung ist durch die politischen Umstände, vor allem zu Zeiten des 2. Weltkrieges, begründet.



Abbildung 2.6 SPIRE System (Schmidt 2011)

Einen Überblick über die Entwicklung der Sensor-Technologie findet man in Greenspan (1995), King (1998) und Grewal et al (2013). In Sorg (1976), Deppner (1999) und Silicon Sensing Systems (2014b) wird ausschließlich der geschichtliche Rückblick zu Drehratensensoren behandelt. Ergänzend hierzu beschreiben

Anderson et al (2001), Barbour und Schmidt (2001) und Schmidt (2011) die zukünftige Entwicklung, auch im Hinblick auf die Integration von Satellitennavigation und Inertialnavigation.

Kommerzielle, außer-navigatorische Anwendungen entstanden in den 1980er Jahren durch die Anwendung der Beschleunigungssensoren im Automobil in Form des Airbags-Sensors (siehe Barbour et al 1992). Knutti und Allen (2004) sprechen hier von einer sogenannten „Killer-Anwendung“. Die heutzutage in jedem Fahrzeug der Europäischen Union standardmäßig eingebauten Sensoren waren zuerst nur in einzelnen Fahrzeugen gehobener Klasse eingebaut (vgl. Abbildung 2.7).

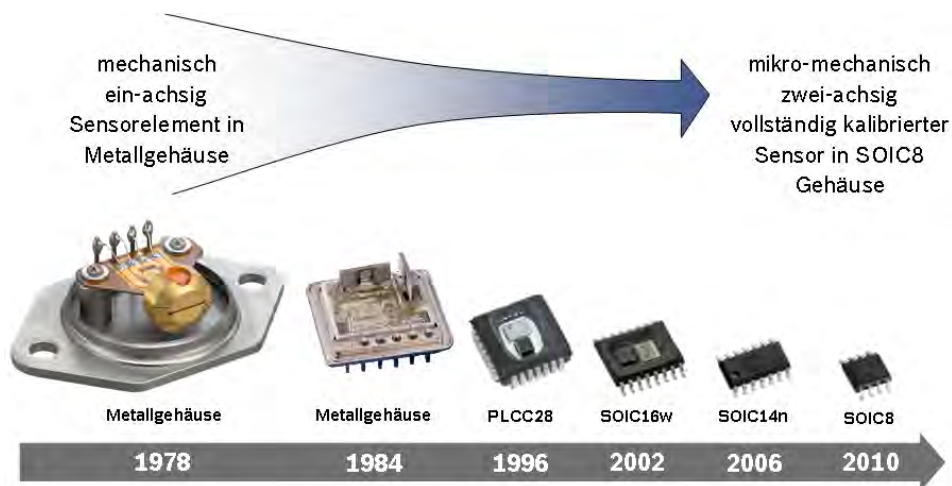


Abbildung 2.7 Entwicklung der Beschleunigungssensoren im Automobil (Quelle: Robert Bosch GmbH, 125 Jahre Bosch, Marketing, August 2011)

Treibende Faktoren für diese Entwicklung (vgl. Abbildung 2.8) sind nach Barbour et al (1992), Greenspan (1995) und El-Sheimy und Niu (2007) technologische Fortschritte in der Computertechnologie, in der Elektronik bzw. Mikroelektronik, in der Entwicklung und Verwendung neuer Materialien und der Miniaturisierung technischer Bauteile zu sehen. Diese Faktoren ermöglichten es, die Rechenzeit und den Stromverbrauch zu reduzieren, verschiedene Sensoren auf einem Chip zu integrieren, Sensorfehler zu modellieren und zu kompensieren, neue Fertigungstechniken zu entwickeln, Gewicht und Größe zu minimieren. Die Meilensteine der in den 1950er Jahren beginnenden MEMS-Entwicklung, welche zu dem heutigen Erfolg dieser Sensoren geführt haben, sind in Kapitel 3.2 aufgelistet. Die Grundprinzipien der MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren werden in Kapitel 6 erläutert.

Die oben genannte „Killer-Anwendung“ Airbagsensor im Fall der Beschleunigungssensoren, aber auch das ESP (Elektronisches Stabilitätsprogramm) im Fall der Drehratensensoren, haben MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren technologisch so vorangebracht, dass der Übergang in den 1990er in ein weiteres Absatzgebiet, den Consumer-Markt, möglich wurde (vgl. Madou 2012c). Das ESP ist seit November 2011 Pflicht für jedes neue Fahrzeug in der Europäischen Union. Die Fertigung der Sensoren in großer Stückzahl führte zu einer kostengünstigeren Herstellung, kleinen und leichten Bauweise und damit verbundenen hohen Zuverlässigkeit. MEMS findet man u.a. in Airbag- und Reifendrucksystemen, in Digitalkameras, Handys und Druckköpfen von Tintenstrahldruckern (siehe Kapitel 3.3).

Nach El-Sheimy und Niu (2007), Schmidt (2011) und Goodall et al (2012) geht die Entwicklung zum einen dahin, hochgenaue und teure Inertialsensoren für militärische Anwendungen billiger zu machen. Zum anderen sollen Sensoren für kommerzielle, außer-navigatorische Anwendungen, die von geringerer Güte und kostengünstiger sind, genauer werden, so dass MEMS-Beschleunigungssensoren und -Drehratensensoren für Inertialnavigationszwecke eingesetzt werden können. In Kombination mit anderen Sensoren wie GNSS-Sensoren werden Multi-Sensor-Systeme zukünftig den Markt dominieren.

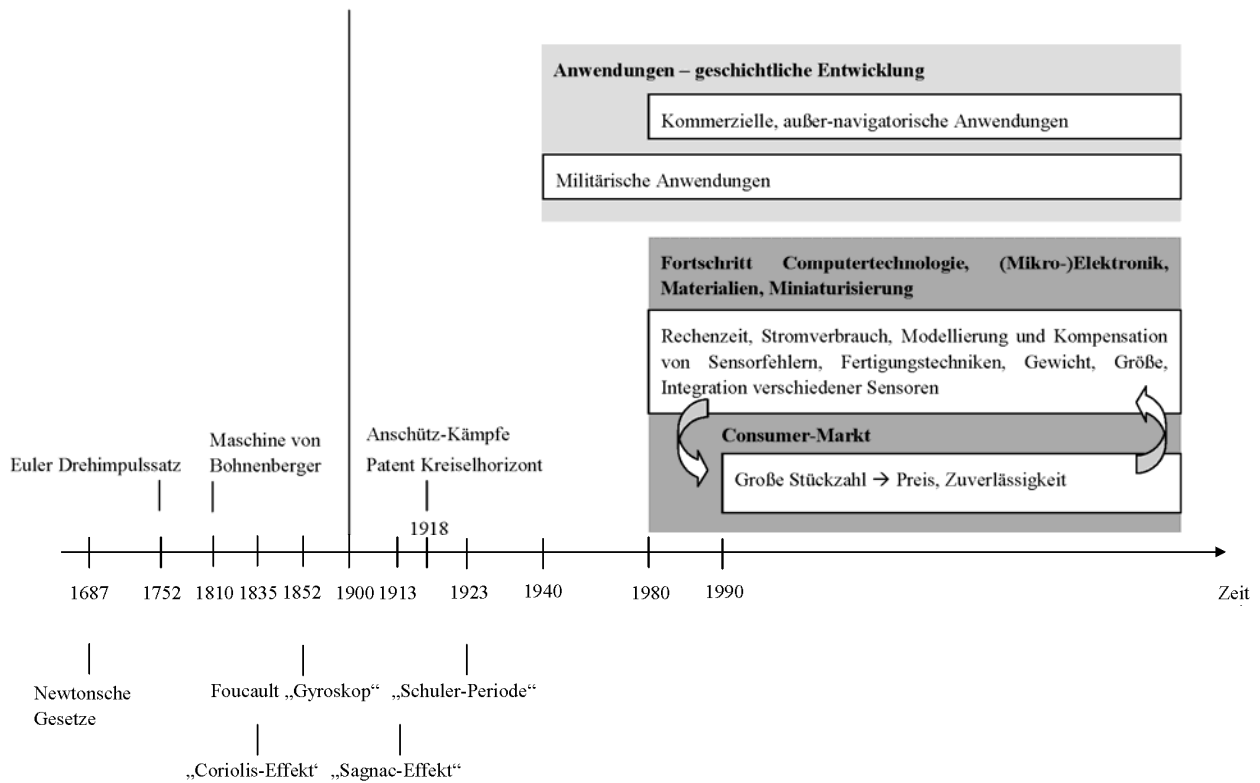


Abbildung 2.8 Entwicklung der Inertialsensoren

3 MEMS

3.1 Definition

MEMS ist die Abkürzung für den im Englischen gebräuchlichen Begriff der Micro Electro Mechanical Systems. Ein Mikrosystem ist ein integriertes, miniaturisiertes System,

- das elektrische, mechanische und ggf. weitere z.B. optische Komponenten enthält,
- das durch mikrotechnologische Fertigungsverfahren hergestellt wird,
- das sensorische, aktorische und signalverarbeitende Funktionen enthält und
- Funktionselemente und Komponenten im Mikro- und Nanometerbereich besitzt und das selbst Abmessungen im Bereich von Mikrometern bis Millimetern aufweist (vgl. Gerlach und Dötzel 2006).

In Deutschland wird der Begriff der Mikrosystemtechnik (MST), in Japan der Begriff des Micromachining und in Großbritannien der Begriff des Microengineering verwendet (Dötzel 2006; Madou 2012a, c).

Es muss allerdings auf den grundsätzlichen Unterschied zwischen dem fast ausschließlich verwendeten Begriff der Mikrosystemtechnik und der Mikrostrukturtechnik hingewiesen werden, wie auch in Wild-Pfeiffer und Schäfer (2011) beschrieben. Nach Menz et al (2005) ist die Mikrostrukturtechnik eine aus der Mikroelektronik abgeleitete Technologie bzw. ein Werkzeug, mit dem die im Mikrometerbereich liegenden geometrischen Elemente bzw. Strukturen erzeugt werden. Die Zusammenfassung der einzelnen Mikrokomponenten zu einem System wird folglich als Mikrosystemtechnik bezeichnet. Menz et al (2005) bezeichnen die Mikrosystemtechnik auch als konsequente Weiterentwicklung der Mikroelektronik auf nichtelektronische Gebiete. Ein Vergleich der typischen Eigenschaften von Mikroelektronik und Mikrosystemtechnik ist in Gerlach und Dötzel (2006, S. 21) zu finden.

Die im Folgenden aufgelisteten Eigenschaften sind kennzeichnend für Mikrosysteme:

- Abmessungen dermaßen, dass diese mit klassischer Feinmechanik nicht mehr fertigbar sind
- Kompakte Bauweise
- Geringes Gewicht
- Hohe Ausfallsicherheit
- Geringer Leistungsbedarf bzw. niedriger Energieverbrauch (wenig Abwärme)
- Kostengünstige Produktion basierend auf der Halbleitertechnologie und mikrotechnologischen Fertigungsverfahren
- Parallele Fertigungstechnik vieler Mikrokomponenten auf einem Substrat („batch-fabricated“).

Die Produktion hoher Stückzahlen mittels der genannten Fertigungsverfahren führt zu sinkenden Kosten. Die Standardisierung der Herstellung zur Reduktion der Kosten erfolgt nach der Gesetzmäßigkeit „One product, one process“ (vgl. Eloy 2004). Mit sinkenden Kosten ergeben sich neue Nutzungsmöglichkeiten (siehe Kapitel 3.3). Nach Dötzel (2006) gibt es neben den sinkenden Kosten zwei weitere Gründe, die Mikrosystemen Vorteile gegenüber konventionellen Systemen verschaffen. Die Komponenten eines Mikrosystems verbessern durch die oben genannten Eigenschaften das Gesamtsystem, erhöhen die Zuverlässigkeit (Beispiel: mikromechanischer Beschleunigungssensor im Airbag-System) und sie bieten – zusammengesetzt als System – z.B. im Bereich der Medizintechnik die einzige Möglichkeit, die gewünschte Funktion umzusetzen (Beispiel: Endoskopie-Sonde in Form von Mikrokippspiegeln zur minimalinvasiven Diagnostik; vgl. Abbildung 3.1). Eine Auflistung von Motivationsgründen, Systeme zu miniaturisieren, ist in Madou (2012c) zu finden.

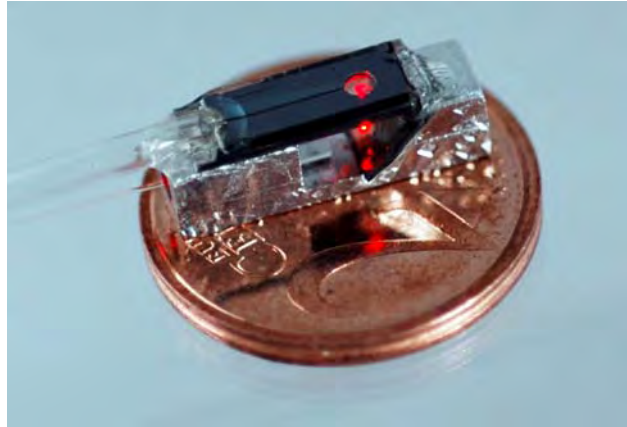


Abbildung 3.1 Endoskopische OCT Sonde mit hydraulisch abstimmbarer Mikrolinse (© Gisela und Erwin Sick, Lehrstuhl für Mikrooptik, Universität Freiburg)

Neben dem Begriff der MEMS haben sich je nach Integration entsprechender Komponenten u.a. die folgenden speziellen Begriffe etabliert:

- Unter MOEMS wird Micro Opto Electro Mechanical System verstanden bzw. die Ergänzung von MEMS um optische Elemente. Ein Beispiel für MOEMS sind z.B. Mikrospiegelarrays, die der Laserstrahlablenkung dienen und neue Generationen von 3D-Laserscannern ermöglichen. Eine weitere Anwendung der Mikrospiegel stellen Projektoren dar.
- RF MEMS steht für Radio Frequency MEMS. Dies sind mikromechanische Systeme zur Schaltung von Hochfrequenzsignalen. Anwendung finden RF MEMS u.a. in der Mobilfunktechnik und in Radarsystemen bzw. in der Medizintechnik zur Diathermie, einer elektrotherapeutischen Methode zur Erzeugung von Wärme im Körpergewebe.
- BioMEMS sind Biological MEMS, d.h. Mikrosysteme, die mit biologischen Komponenten wie Enzymen, Antikörpern oder lebenden Zellen ergänzt werden. Anwendungen sind in der Medizintechnik in Form von z.B. miniaturisierten Kapillarsystemen, Lab-on-a-Chip-Systemen (LOC) und in den „Life-Sciences“ in Form von z.B. Biochips zu finden.
- NEMS: Die Abkürzung steht für Nano Electro Mechanical System. Dieses System besteht analog zu MEMS aus mechanischen und elektrischen Elementen sowie Sensoren und Aktoren. NEMS stellen eine Weiterentwicklung der MEMS auf Nanometerebene dar, wobei sie sich in der Technologie der Herstellung unterscheiden, im Aufbau und der Anwendung aber ähnlich sind. Vor allem in der Medizintechnik und Biotechnologie finden sie Anwendung.

QMEMS ist ein Eigenname der Firma Epson (vgl. Hartmann 2011; Epson 2014) für quartzbasierte MEMS, u.a. MEMS-Drehratensensoren, die durch die Verwendung des Quarzkristalls als Herstellungsmaterial eine hohe Stabilität und Präzision aufweisen.

Weitere Akronyme sind in Madou (2012a) zu finden.

3.2 Entwicklung

In Gerlach und Dötzel (2006) und Madou (2012a) ist eine Auswahl von Stationen der Entwicklung der Mikrosystemtechnik dargestellt. Die wichtigsten Meilensteine der Entwicklung der MEMS sind in SCME (2010a) zusammengefasst und im Folgenden in Ausschnitten aufgelistet:

- 1947: Erfindung des Germanium Transistors (J. Bardeen, W.H. Brattain, W. Shockley: Bell Laboratories; 1948 Nobelpreis)
- 1954: Entdeckung des piezoresistiven Effekts in Halbleitern (C.S. Smith: Bell Laboratories)
- 1958: Herstellung der ersten integrierten Halbleiterschaltung (J.S. Kirby: Texas Instruments; 2000 Nobelpreis)

- 1959: „There’s plenty of room at the Bottom“ (R. Feynman)
- 1959: Erster Silizium-Drucksensor (Kulite)
- 1967: Anisotropes Tiefenätzen in Silizium (H.A. Waggener et al)
- 1960er-70er: Entwicklung der Fertigungsverfahren „Oberflächenmikromechanik“ und „Volumenmikromechanik“
- 1971: Erster Ein-Chip-Mikroprozessor von Intel
- 1982: „Silicon as a mechanical material“ (K. Petersen)
- 1980er: Entwicklung der LIGA-Technik (W. Ehrfeld et al; LIGA: Litographie, Galvanik, Abformung)
- 1986: Entwicklung des Silizium-Direktbondens
- 1987: Produktion Sensoror Crash Sensor (Airbag)
- 1988: Kommerzielle Nutzung des Silizium Direktbondens: 1000 Drucksensoren auf einer 100 mm Silizium-Scheibe (NovaSensor)
- 1991: Marktvolumen für Mikrodrucksensoren übersteigt 1 Mrd. \$
- 1993: Erster kommerzieller Beschleunigungssensor in Oberflächenmikromechanik (Analog Devices)
- 1994: Patent für Bosch-Prozess „Reaktives Ionentiefenätzen“ (DRIE: Deep Reactive Ion Etching)
- 1998: Feinmechanischer ESP-Sensor von Bosch wird durch ersten mikromechanischen Sensor ersetzt (vgl. Offenberg et al 2009)
- 2000er: Boom von MOEMS, BioMEMS, NEMS; kontinuierliche Zunahme der Anzahl der MEMS und ihrer Anwendungen.

Wichtige Meilensteine in der Entwicklung von MEMS-Drehratensensoren sind in Acar und Shkel (2009) aufgelistet.

3.3 Einsatzbereiche

Die Mikrosystemtechnik spielt in verschiedensten Branchen eine Rolle. Folglich kann sie als Querschnittstechnologie bezeichnet werden.

Eine Theorie zur Beschreibung der Wirtschaftsentwicklung stellen die in Abbildung 3.2 nach dem russischen Wirtschaftswissenschaftler Nikolai Kondratieff benannten Kondratieff-Zyklen dar. Grundlage der zyklischen Wirtschaftsentwicklung ist das Vorhandensein von kurzen und mittleren Konjunkturschwankungen sowie langen Phasen mit einer Dauer von 45 - 60 Jahren. Man bezeichnet daher die Zyklen auch als lange Wellen, deren Auslöser technisch-wirtschaftliche Innovationen, sog. Basisinnovationen sind (vgl. Nefiodow 1996).

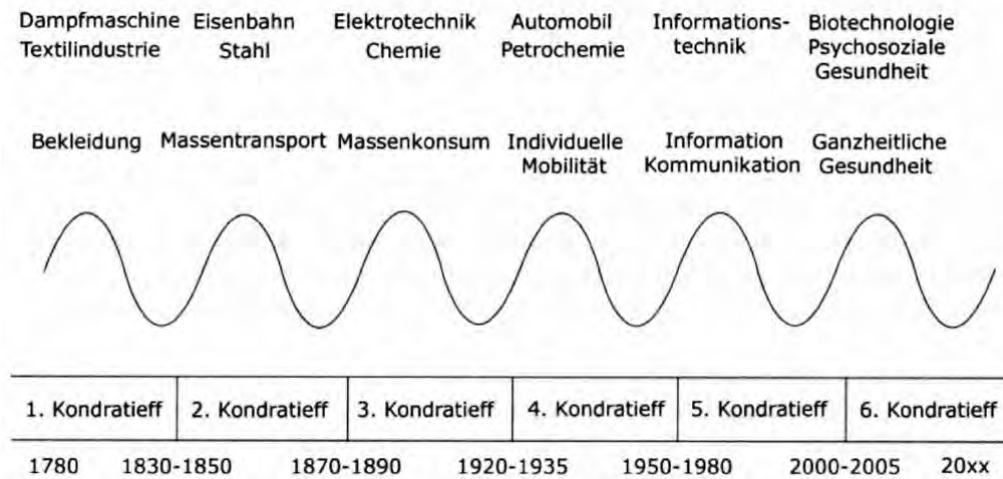


Abbildung 3.2 Kondratieff-Zyklen – Theorie der langen Wellen (Nefiodow und Nefiodow 2014)

Nach dem 4. Kondratieff-Zyklus (ca. 1940-1990), in dem die individuelle Mobilität durch Automobil und Flugzeug und die Mineralölwirtschaft eine zentrale Rolle spielte, dominierte ab 1990 im 5. Kondratieff-Zyklus die Informations- und Kommunikationstechnologie, was sich in den Anwendungen der Mikrotechnik widerspiegelt. Nach Nefiodow und Nefiodow (2014) ist der 6. Kondratieff-Zyklus von der Basisinnovation „Erschließung der psychosozialen Potentiale“ geprägt, d.h. der Mensch und seine Gesundheit spielen eine zentrale Rolle. Die Technik in Form der Umwelttechnik, Medizintechnik, Biotechnologie und der optischen Technologie hat dabei eine unterstützende Funktion. Mikrosystemlösungen bis in den Nanometerbereich wie z.B. intrakorporale biomedizinische Sensoren in Form eines Katheters zur Herzdruckmessung stehen hierbei im Fokus des 6. Kondratieff-Zyklus. Das in Kapitel 8.3 vorgestellte Anwendungsbeispiel zeigt den Übergang zwischen Informationstechnik und psychosozialen Anwendungen.

Die Anwendungsfelder der MEMS lassen sich ausgehend von Abbildung 3.3 in folgende Teilgebiete – veranschaulicht durch Beispiele – aufteilen (siehe u.a. Madou 2012c; PI Bosch 2013b):

- IT-Branche: Laptop, Tintenstrahldrucker
- Automobiltechnik: KFZ-Sicherheitstechnik (Airbagsysteme, ESP-Steuergeräte; Abbildung 3.4), Fahrerassistenzsysteme (Navigation)
- Konsumelektronik: Handy (z.B. Apple iPhone 5; Abbildung 3.5), Digitalkameras, Spielekonsolen (z.B. Nintendo Wii), Motiontracking-Systeme für Virtual Reality-Anwendungen (vgl. Murray 2010)
- Medizintechnik/Biomedizin: Instrumente z.B. in Form von Blutdrucküberwachungssystemen, „Lab-on-a-Chip“ Implantate, Liftware in Form eines Löffels zur Stabilisation des Handtremors (vgl. LIFTlabs 2014)
- Telekommunikation: Oszillatoren, Schalter
- Industrie: Systemüberwachung von Maschinen
- u.a.

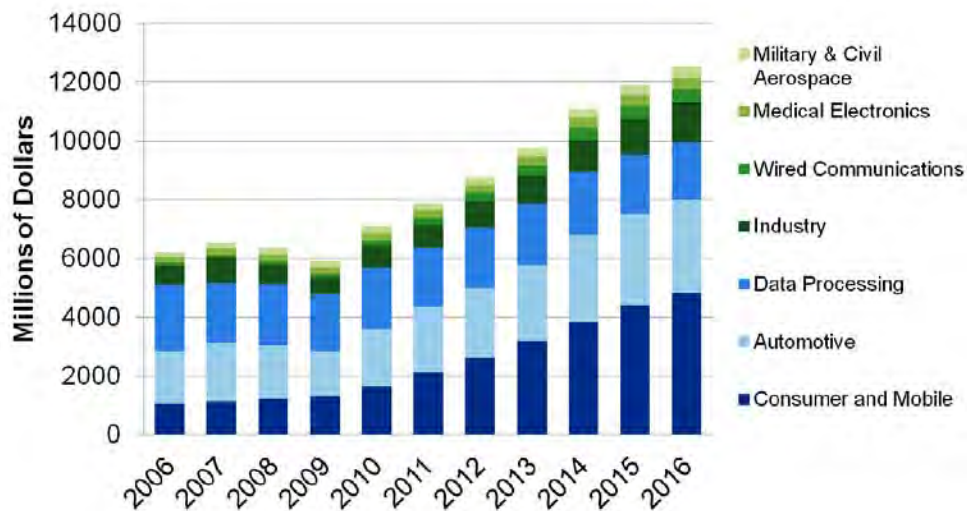


Abbildung 3.3 MEMS Marktumsätze (in Mio.\$), 2006 - 2016 (Quelle: Salomon/enablingMNT and Bouchaud/IHS-iSuppli)

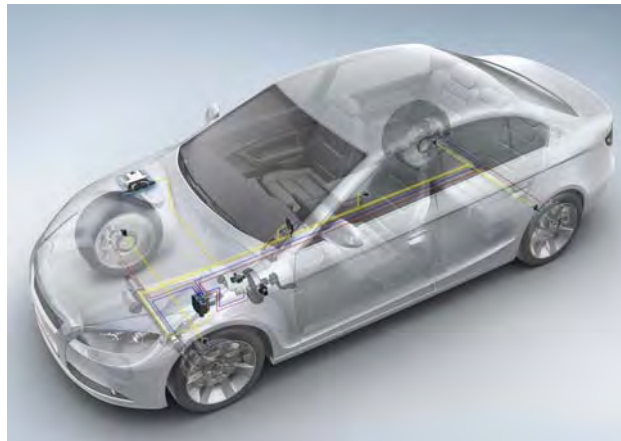


Abbildung 3.4 Sensoren der aktiven Sicherheitssysteme: Raddrehzahlsensor, Lenkwinkelsensor, Sensorcluster zur Messung von Winkelgeschwindigkeit und Beschleunigung, Nieder-g-Sensor, Pedalweggeber (Robert Bosch 2014)

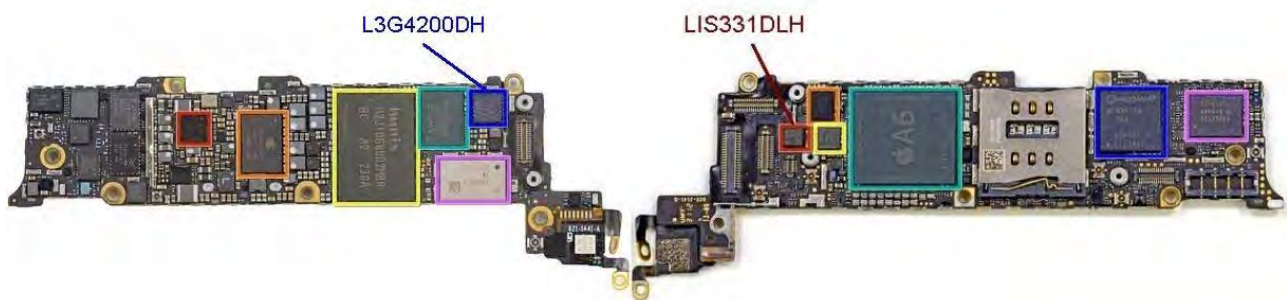


Abbildung 3.5 Apple iPhone 5 Komponenten (Ifixit 2014)

Der im Apple iPhone 5 (vgl. Abbildung 3.5) integrierte 3-achsige Beschleunigungsmesser LIS331DLH von STMicroelectronics (STMicroelectronics 2014) wird bei der automatischen Umstellung des Displays bei horizontalem und vertikalem Halten des Geräts sowie bei diversen Spielen (z.B. MotionX Dice) genutzt. Bei

El-Sheimy und Niu (2007) werden außerdem die Menüsteuerung sowie Schrittzähler als Anwendung von Beschleunigungssensoren genannt.

Abbildung 3.6 stellt die Marktumsätze von MEMS im Anwendungsfeld Konsumbereich detailliert dar, wobei deutlich wird, dass der Hauptanteil der Umsätze bei Smartphones und Handys gemacht wird. Generell entstammen die in Abbildung 3.3 und Abbildung 3.6 dargestellten Werte einer Marktstudie aus dem Jahr 2010. Alle dargestellten Werte sind aus verschiedenen Umfragen, Marktforschungen und Trendanalysen, da es zu MEMS keine amtlichen Statistiken über Marktdaten gibt. Die Werte sind folglich geschätzt.

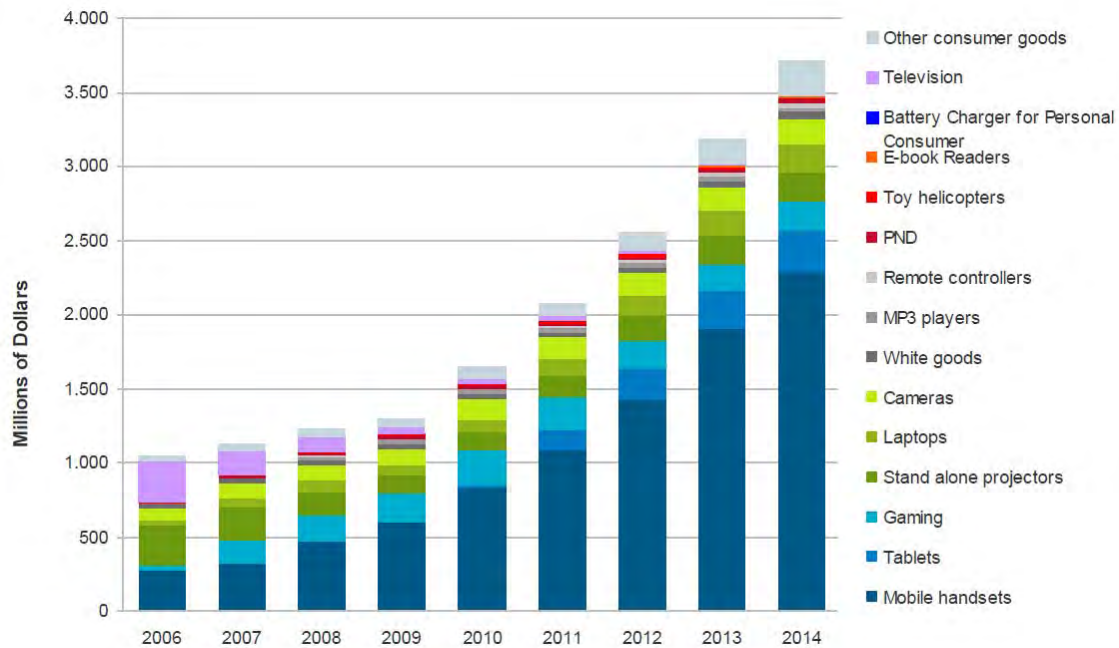


Abbildung 3.6 MEMS Marktumsätze (in Mio.\$) – Anwendungsfeld Konsumbereich, 2006 - 2014 (Quelle: iSuppli Corporation Consumer & Mobile MEMS Market Tracker H2 2010)

In Tabelle 3.1 werden zwei Anwendungen des Konsumbereichs detailliert vorgestellt.

Tabelle 3.1 Anwendungen: Bügeleisen und Gabel

	Bügeleisen	Gabel
		
Problem	Energieverbrauch: ineffiziente Geräte heizen unnötig viel Sicherheit: Gefahr durch Dampfausstoß	Essverhalten: zu schnelles essen Übergewicht Verdauungsprobleme
Sensor	3-achsiger Beschleunigungssensor	Kapazitiver Sensor/Veränderung des elektr. Felds
Lösung	„Das Bügeleisen schaltet sich automatisch ab, wenn das Bügeleisen 30s auf der Bügelsohle steht, ...“ Dampfausstoß nur in horizontaler Lage	Erfassen der Gesamtzeit für Mahlzeit, Anzahl der Bewegungen der Gabel vom Teller zum Mund, Länge der Pausen zwischen den einzelnen Mahlzeiten → kontrolliertes Essverhalten
Quelle	http://www.philips.de/c-p/GC5060_02/perfectcare-xpress-sicherheitsabschaltung-autom.-dampfsensor-eco (abgerufen am 20.05.2015 14.10 Uhr)	http://www.hapi.com/products-hapifork.asp (abgerufen am 20.05.2015 14.10 Uhr)

Die Anwendungen von MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren in der Geodäsie und Navigation werden in Kapitel 8 beschrieben.

3.4 Potential, Marktprognosen

Trotz weltweiter Wirtschaftskrise blieben die Produktionszahlen der MEMS in den Jahren 2007 - 2009 auf stabilem Niveau. Die Verluste im Automobilsektor (vgl. Bouchaud 2009) konnten durch den Zuwachs im Bereich der Konsumelektronik kompensiert werden.

Die in Kapitel 3.1 angesprochenen Eigenschaften von MEMS wie beispielsweise die kompakte Bauweise, das geringe Gewicht und der niedrige Energieverbrauch ergeben neue Nutzungsmöglichkeiten bzw. große Absatzmärkte (siehe Abbildung 3.3 und Abbildung 3.6).

Nach Yole DÉVELOPPEMENT, einem franz. Marktforschungsinstitut, wird 2010 bis 2016 das Marktvolumen um 14% pro Jahr steigen (Eloy 2011). Das starke Wachstum findet vor allem im Bereich der Konsumelektronik, der Medizintechnik, in Telekommunikationsanwendungen und in industriellen Anwendungen statt.

In Abbildung 3.7 ist exemplarisch die Größe der Bosch-Sensoren des Konsumbereichs dargestellt. Im Jahr 2005 war der Beschleunigungssensor 6 mm x 6 mm groß, im Jahr 2010 war die Größe 2 mm x 2 mm. Die Entwicklung bis heute und in die Zukunft geht dahin, kleinere (bis ca. 1 mm x 1 mm Größe), energieeffizientere, integrierte Sensormodule mit größerer Leistung zu entwickeln (PI Bosch 2013a; Robin und Mounier 2013; Fraux 2014; YOLE DÉVELOPPEMENT 2014a, b).

Aktuelle im Dezember 2014 erhältliche Beschleunigungs- und Drehratensensoren sind beispielsweise der dreiachsige Beschleunigungssensor BMA355 der Bosch Sensortec GmbH (PI Bosch 2013a; Bosch Sensortec 2014a) mit einer Größe von 1.2 mm x 1.5 mm x 0.8 mm, der dreiachsige Drehratensensor L3GD20H von

STMicroelectronics (STMicroelectronics 2013b) mit einer Größe von 3 mm x 3 mm x 1 mm und das 9-achsige Sensormodul (je 3-achsiger Beschleunigungs-, Drehraten- und Magnetfeldsensor) MPU9250 von InvenSense (InvenSense 2014) mit einer Größe von 3 mm x 3 mm x 1 mm.



Abbildung 3.7 Größe der Bosch-Sensoren des Konsumbereichs (aktualisierte Version von Lammel 2011)

3.5 Materialien, Herstellungsverfahren

MEMS stellen eine Erweiterung der mikroelektronischen Bauelemente um sensorische und aktorische Elemente dar (siehe Kapitel 3.1). Um die Herstellungsverfahren der Mikroelektronik wie die Fotolithographie – Abbildung von Strukturmustern auf einen Werkstoff – auf die Mikrosystemtechnik zu übertragen, muss eine Erweiterung auf 3D-Strukturen erfolgen (vgl. Dötzel 2006, S. 8).

Neben der Übernahme von bewährten Herstellungsverfahren der Mikroelektronik ist es nahe liegend, auch die dort etablierten Werkstoffe zu nutzen. Bei der Verwendung der Werkstoffe wird nach Gerlach und Dötzel (2006, S. 46) zwischen Substrat- oder Konstruktionswerkstoffen und Schicht- oder Funktionswerkstoffen unterschieden. Die Konstruktionswerkstoffe sorgen für Festigkeit, Steifigkeit und Handhabbarkeit des Schichtaufbaus; mechanische Eigenschaften stehen im Vordergrund. Häufig werden als Konstruktionswerkstoffe Silizium und Glas eingesetzt, Quarz und Polymere finden auch Anwendung. Die Funktionswerkstoffe besitzen chemische oder physikalische Eigenschaften wie z.B. die elektrische Leitfähigkeit. Dominierend ist hier polykristallines Silizium, das durch thermische Oxidation aus Silizium gewonnen wird. Der Übergang zwischen Konstruktions- und Funktionswerkstoffen ist fließend; Silizium kann sowohl zur Wandlung zwischen verschiedenen Energieformen als auch zur Konstruktion eingesetzt werden.

Anlehnend an den 1982 von Kurt Petersen (siehe Petersen 1982) veröffentlichten Beitrag über die mechanischen Eigenschaften von Silizium sind in der folgenden Tabelle 3.2 ausgewählte Parameter zur Bestimmung der physikalischen und mechanischen Eigenschaften für die in der Mikrosystemtechnik weit verbreiteten Werkstoffe Silizium (Si), Quarz (SiO₂) und Aluminium (Al) aufgelistet (vgl. auch Madou 2002; Frühauf 2005).

Quarzglas, d.h. hochreines Siliziumdioxid, kann als elektrischer Isolator mit einer geringen Wärmeleitfähigkeit und hohen UV-Durchlässigkeit für optische Anwendungen verwendet werden, wenn transparente Trägermaterialien benötigt werden. Für elektrisch leitende Schichten wird häufig Aluminium verwendet.

Bei Silizium als Halbleiter kann durch die Einlagerung von Fremdatomen wie z.B. Arsen die elektrische Leitfähigkeit gezielt eingestellt und verändert werden. Man spricht daher bei Silizium von einem Elementhalbleiter. Silizium weist wie Aluminium eine sehr gute Wärmeleitfähigkeit auf und ist temperatur- und langzeitstabil. Des Weiteren ist Silizium anisotrop elastisch bis zum Bruch; Verformungen treten nur bei hohen Temperaturen auf. Elastizitätsmodul und Härte sind vergleichbar mit den Werten von Stahl (vgl. Mescheder 2004).

Tabelle 3.2 Physikalische und mechanische Eigenschaften der Werkstoffe Silizium, Quarz und Aluminium

		Si	SiO ₂	Al
Physikalische Eigenschaften	Dichte (g/cm ³)	2.32	2.5	2.7
	Spezifische Wärmeleitfähigkeit (W/(mK)) bei 293.15 K	156	1.4	236
	Längenausdehnungskoeffizient (10 ⁻⁶ /K)	2.62	0.55	25
	Elektrische Leitfähigkeit (S/m)	2.5·10 ⁻⁴	<10 ⁻⁸	36.6·10 ⁶
Mechanische Eigenschaften	Druckfestigkeit (GPa)	7	8.4	0.17
	Knoop-Härte (kg/mm ²)	850	820	130
	Elastizitätsmodul ~Youngscher Modul (GPa)	190 <111>	73	70

Aus Tabelle 3.2 wird somit deutlich, dass Silizium gegenüber den anderen Werkstoffen sowohl gute physikalische als auch mechanische Eigenschaften aufweist und damit ein dominierender Werkstoff in der Mikroelektronik und der Mikrosystemtechnik ist.

Silizium ist auch der am intensivsten untersuchte Werkstoff für Mikrosysteme. Der Rohstoff, aus dem Silizium durch Veredelung gewonnen wird, steht in großen Mengen zur Verfügung und kann kostengünstig hergestellt werden.

Bei der Verarbeitung von Silizium haben sich 3 Fertigungsverfahren etabliert:

1. Volumenmikromechanik bzw. „bulk micromachining“:

Bei diesem Fertigungsverfahren wird das gesamte Volumen eines Wafers genutzt, so dass 3-dimensionale Strukturen entstehen (vgl. Abbildung 3.8a)). Für die Strukturierung des Siliziums werden das nasschemische Ätzen und das Trockenätzen unterschieden. Beide Ätzmethode unterteilen sich wiederum in isotrope und anisotrope Ätzmethode. Das anisotrope nasschemische Ätzen von Silizium stellt das wichtigste Strukturierungsverfahren der Volumenmikromechanik dar. Hierbei wird das Silizium-Substrat durch die Kalilauge KOH als Ätzlösung abgetragen. Isotrope nasschemische Ätzverfahren erfolgen i.d.R. mittels Säuren. Beim Trockenätzen wird durch chemische Reaktion (isotrop) mit einem Gas z.B. Siliciumtetrafluorid (SiF₄) – Plasmaätzen – oder durch physikalische Reaktionen beim Beschuss von Ionen (anisotrop) – Ionenätzen – erreicht, dass Material abgetragen wird. Beim „reaktiven Ionenätzen“ wirken chemische Reaktion und physikalischer Zerstäubungsprozess zusammen.

2. Oberflächenmikromechanik bzw. „surface micromachining“:

Unter der Oberflächenmikromechanik wird ein Verfahren zur Fertigung von Mikrostrukturen aus Dünnschichten auf der Oberfläche von Substraten verstanden (vgl. Abbildung 3.8b)). Der am weitesten verbreitete Werkstoff zur Dünnschichtherstellung ist Polysilizium, da dieser einfach dotierbar und strukturierbar ist. Allerdings ist die Wärmeleitfähigkeit durch die Korngrenzen gegenüber einkristallinem Silizium stark verringert. Das Verfahren der Oberflächenmikromechanik zur Erstellung dreidimensionaler Strukturen wird auch als Opferschichttechnologie bezeichnet, da die Funktionsschicht Poly-Silizium unterätzt wird, d.h. die sog. Opferschicht (i.d.R. SiO₂) entfernt wird.

3. LIGA-Technik (Lithographie, Galvanik, Abformung):

Das in den 80er Jahren von Prof. Dr. E.W. Becker und Dr. W. Ehrfeld am Institut für Kernverfahrenstechnik des Forschungszentrums Karlsruhe entwickelte Verfahren der LIGA-Technik umfasst die Belichtung einer Fotolackschicht mittels elektromagnetischer Strahlung durch eine Maske hindurch. Die bestrahlten Flächen können galvanisch mit Hilfe eines Metalls aufgefüllt werden, das das Negativ der eigentlichen Struktur darstellt. Der Fotolack bzw. Resist kann anschließend entfernt werden. Aus z.B. Kunststoff lassen sich folglich Mikrostrukturen abformen und in Serie fertigen.

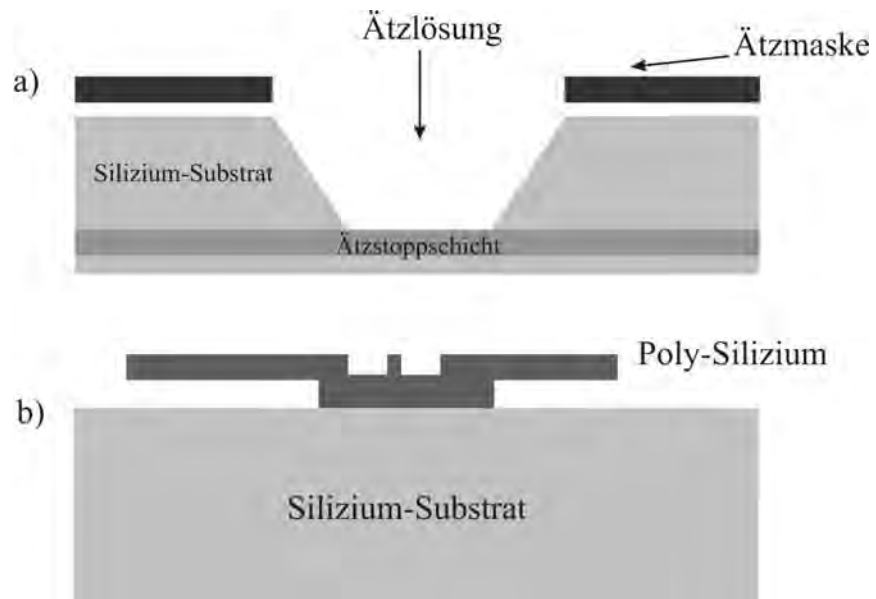


Abbildung 3.8 Volumenmikromechanik: anisotropes nasschemisches Tiefenätzen (a)) und Oberflächenmikromechanik (b))

Weiterführende Informationen sind u.a. in Maluf und Williams (2004), Nguyen (2004), Gerlach und Dötzel (2006), Hsu (2008), Madou (2012b), Chollet und Liu (2013) zu finden.

4 Skalierungseffekte zwischen Makro- und Mikrosystemen – grundlegende Aspekte

In der Mikrosystemtechnik werden – entsprechend der Bedeutung des Begriffs – miniaturisierte Systeme erstellt, deren Komponenten im Submillimeterbereich liegen (vgl. Abbildung 4.1).

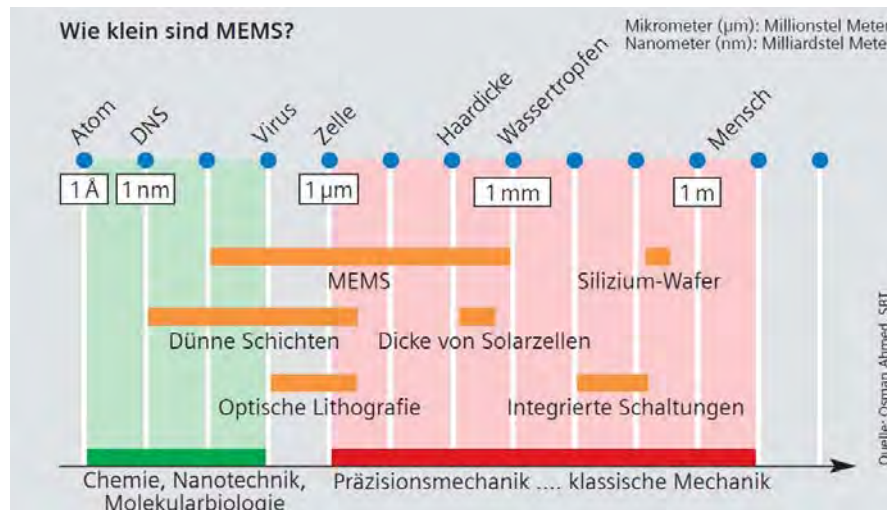


Abbildung 4.1 Größe der MEMS (Quelle: Siemens Pictures of the Future, Ausgabe Herbst 2004)

Es ändert sich nicht nur der Maßstab, sondern auch die Technologie der Herstellung variiert. Durch die kleineren Dimensionen und die Integration von Mechanik und Elektronik auf einem Halbleitersubstrat kann preiswerter und in größeren Stückzahlen produziert werden. Im Zuge der Miniaturisierung verlieren oder gewinnen physikalische Wirkungen an Bedeutung. Ein Beispiel hierfür ist der Oberfläche-Volumen-Effekt. Sowohl in der Makrowelt als auch in der Mikrowelt gelten die gleichen physikalischen Gesetze; die Verhältnisse der physikalischen Effekte untereinander können sich aber ändern.

Der Vorgang der Transformation zwischen Makro- und Mikrowelt wird als Skalierung bzw. „scaling down“ bezeichnet. Aus den physikalischen Gesetzen bzw. Bewegungsgleichungen lassen sich Skalierungsbedingungen ableiten. Diese Bedingungen bzw. die daraus resultierenden Effekte der Änderung der Intensität physikalischer Wirkungen haben Auswirkung auf die Anwendung von Funktionsprinzipien bzw. auf die Konstruktion von Komponenten. Es können folglich nach Baglio et al (2007) Designparameter festgelegt werden, um herauszufinden, welche Methode für eine bestimmte Anwendung die beste ist. Alternativ zu den Skalierungsbedingungen können auch Ähnlichkeitskennzahlen im Sinne der Ähnlichkeitstheorie verwendet werden (vgl. Pagel 2001). Diese sind im Vergleich zu den Skalierungsbedingungen hinsichtlich bestimmter physikalischer Größen fest definiert.

Im Folgenden werden in Anlehnung an Zhang (2012) grundlegende Aspekte der Skalierung beschrieben. Dies sind die geometrische und physikalische Ähnlichkeit, die Ähnlichkeitskennzahl und die Skalierungsbedingung, der Oberfläche-Volumen-Effekt, die Beobachtung der Skalierungseffekte in der Natur und im Alltag und die Notation von Trimmer. Der Einfluss der Skalierung für verschiedene MEMS-Aktorprinzipien wird in Kapitel 5.5 zusammengefasst. Entsprechende Folgerungen werden für kapazitive MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren abgeleitet.

4.1 Ähnlichkeit, Ähnlichkeitskennzahl und Skalierungsbedingung

Im Folgenden wird das Makrosystem generell mit X' und das Mikrosystem mit X bezeichnet. Der Skalierungsfaktor ist X_{min} , sofern keine andere Bezeichnung vorliegt. Ein Skalierungsfaktor von 0.1 bedeutet eine Verkleinerung um den Faktor 10.

$$X = X_{\min} \cdot X' . \quad (4.1)$$

Die *geometrische Ähnlichkeit* ist gegeben, wenn sich eine Struktur durch eine Änderung des Maßstabs in eine andere Struktur überführen lässt.

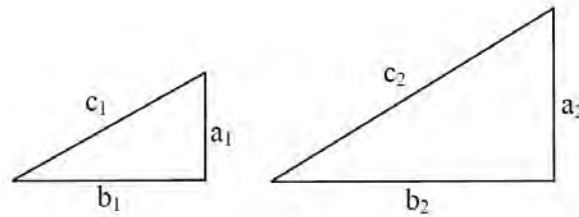


Abbildung 4.2 Geometrische Ähnlichkeit (Zhang 2012)

In Abbildung 4.2 sind beide Dreiecke geometrisch ähnlich, wenn alle homologen Strecken im selben Verhältnis stehen. D.h. es gilt:

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{b_1}{b_2} = \frac{c_1}{c_2} = \text{konst.} \quad (4.2)$$

Die *physikalische Ähnlichkeit* ist gegeben, wenn alle relevanten physikalischen Größen in einem konstanten Verhältnis zueinander stehen – und zwar für jede Größenart!

Konstante Verhältnisse sind sog. Invarianten der Ähnlichkeit. Von Simplexen spricht man beim Verhältnis gleichartiger Größen, von Komplexen oder *Ähnlichkeitskennzahlen* beim Verhältnis verschiedenartiger Größen.

Die Transformation von einem Makro- in ein ähnliches Mikrosystem bezeichnet man als Skalierung. Es gelten Bedingungsgleichungen, sog. *Skalierungsbedingungen*, bzw. im Sinne der Ähnlichkeitstheorie *Ähnlichkeitskennzahlen* (Pagel 2001, S.3).

Am Beispiel eines schwingenden Feder-Masse-Systems aus Gerlach und Dötzel (2006) wird im Folgenden die Definition der Ähnlichkeitskennzahl erläutert. Die Formeln (4.3) bis (4.9) gelten allgemein.

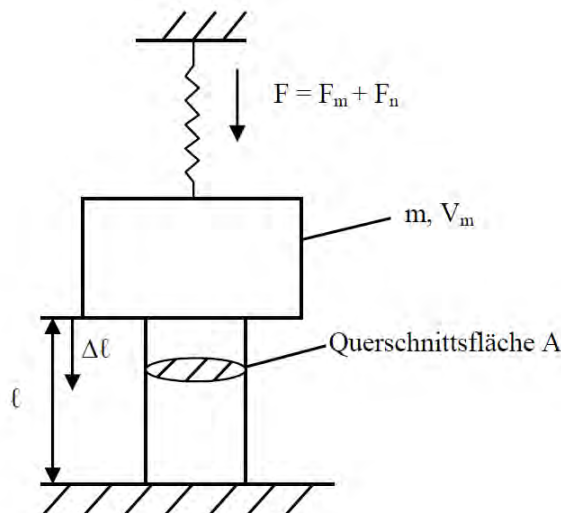


Abbildung 4.3 Schwingendes Feder-Masse-System (nach Gerlach und Dötzel 2006)

Ein einfaches Feder-Masse-System besteht aus einem Massekörper der Masse m ($m = \rho \cdot V_m$) und einem Stauchkörper als Federelement, siehe Abbildung 4.3. ρ stellt die Dichte und V_m das Volumen des Massekörpers dar. Das Federelement hat die Länge ℓ und die Querschnittsfläche A . Die aus der

Beschleunigung der trägen Masse m resultierende Kraft wird als Trägheitskraft F_m bezeichnet. Diese zeigt nach unten. Die Deformation des Stauchkörpers verursacht dagegen eine Kraft F_n (elastische Kraft) nach oben.

Für die Nachgiebigkeit n des Federelements gilt

$$n = \frac{\ell}{E \cdot A} = \frac{\Delta \ell}{F_n}, \quad (4.3)$$

wobei E das Elastizitätsmodul darstellt. Durch die Stauchung kommt es zu einer negativen Dehnung, was zu einem negativen $\Delta \ell$ bzw. zu einer elastischen Kraft nach oben führt. Generell stellt die Nachgiebigkeit den Kehrwert der Federkonstante k dar. Für die auftretenden Kräfte gilt:

$$F_m = m \cdot a = \rho \cdot V_m \cdot \frac{d^2 \Delta \ell}{dt^2}, \quad (4.4)$$

$$F_n = \frac{1}{n} \cdot \Delta \ell = \frac{E \cdot A}{\ell} \cdot \Delta \ell = \frac{E \cdot A \cdot \ell}{\ell^2} \cdot \Delta \ell = \frac{E \cdot V_n}{\ell^2} \cdot \Delta \ell. \quad (4.5)$$

a stellt die Beschleunigung dar; $V_n = A \cdot \ell$ ist das Volumen des Stauchkörpers. Charakteristisch für diese schwingenden Feder-Masse-Systeme ist das Verhältnis der Kräfte F_m und F_n . Dieses Verhältnis lässt sich durch die folgende Gleichung berechnen:

$$\frac{F_m}{F_n} = \frac{\rho \cdot V_m \cdot \frac{d^2 \Delta \ell}{dt^2}}{\frac{E \cdot V_n}{\ell^2} \cdot \Delta \ell} = \frac{\rho \cdot V_m \cdot \ell^2}{E \cdot V_n \cdot \Delta \ell} \cdot \frac{d^2 \Delta \ell}{dt^2}. \quad (4.6)$$

Die Schwingungen des Feder-Masse-Systems sind harmonisch, d.h. der Verlauf der Länge $\Delta \ell$ über die Zeit t kann in einer Sinusfunktion oder Kosinusfunktion beschrieben werden. In Exponentialdarstellung folgt für die Länge $\Delta \ell(t) = \Delta \hat{\ell} \cdot e^{j\omega t}$, wobei j die imaginäre Einheit und ω die Schwingfrequenz sind. Für den Betrag des Kräfteverhältnisses gilt:

$$\left| \frac{F_m}{F_n} \right| = \frac{\rho \cdot V_m \cdot \ell^2 \cdot \omega^2}{E \cdot V_n} \quad \text{mit} \quad \frac{d^2 \Delta \ell}{dt^2} = \frac{d^2 (\Delta \hat{\ell} \cdot e^{j\omega t})}{dt^2} = -\omega^2 \cdot \Delta \hat{\ell}. \quad (4.7)$$

Für den Sonderfall $V_m = V_n$ folgt:

$$\left| \frac{F_m}{F_n} \right| = \frac{\rho \cdot \ell^2 \cdot \omega^2}{E} = Ca. \quad (4.8)$$

Ca ist die Cauchy-Zahl. Diese beschreibt das Verhältnis zwischen Trägheitskraft F_m und elastischer Kraft F_n . Sie ist für dieses schwingende Feder-Masse-System eine Ähnlichkeitskennzahl. D.h. zwei ähnlich arbeitende Systeme haben die gleiche Ca -Zahl.

Nach Gleichung (4.8) ist die Länge der Feder ℓ für Systeme aus dem gleichen Material (Dichte ρ , Elastizitätsmodul E) umgekehrt proportional zur Schwingungsfrequenz ω . D.h. eine Miniaturisierung in Form einer Verkleinerung von ℓ führt zu hohen Schwingungsfrequenzen.

Es muss allerdings beachtet werden: Wenn für beide Systeme die Ähnlichkeitskennzahlen gleich sind, stimmen die Eigenschaften der Systeme hinsichtlich der durch diese Kennzahlen beschriebenen Eigenschaften überein; im obigen Fall eines schwingenden Feder-Masse-Systems ist es das Verhältnis zwischen Trägheitskraft und elastischer Kraft. Hinsichtlich anderer Kennzahlen muss die Ähnlichkeit nicht gegeben sein; z.B. der Reynolds-Zahl (Re), welche das Verhältnis zwischen Trägheits- und viskoser Reibungskraft darstellt (Gerlach und Dötzel 2006). Die in der Strömungslehre gebräuchliche Reynolds-Zahl lautet:

$$Re = \frac{\rho \cdot v \cdot d}{\mu}, \quad (4.9)$$

wobei ρ die Dichte, v die mittlere Strömungsgeschwindigkeit, d der hydraulische Durchmesser (abhängig von Kanalquerschnitt und -umfang) und μ die dynamische Viskosität darstellen.

Alternativ zu Ähnlichkeitskennzahlen lassen sich auch *Skalierungsbedingungen* zur Beschreibung der physikalischen Ähnlichkeit zweier Systeme aufstellen. Diese sind nicht wie die Ähnlichkeitskennzahlen hinsichtlich bestimmter physikalischer Größen fest definiert, sondern können relativ flexibel – je nach Anforderung – eingestellt werden.

Im Folgenden wird am Beispiel der Newtonschen Bewegungsgleichung das Skalierungsverhalten dargestellt bzw. die Skalierungsbedingung aufgestellt (vgl. Pagel 2001, S. 6f.). Für die Bewegungsgleichung des Massepunktes i gilt allgemein:

$$m_i \cdot \frac{d^2 \mathbf{r}_i(t)}{dt^2} = -\text{grad } W_{\text{pot}}(\mathbf{r}_i), \quad (4.10)$$

wobei m die Masse, $\mathbf{r}$ der Ortsvektor des Punktes i , t die Zeit und W_{pot} die potentielle Energie darstellt. Bei einer Miniaturisierung in Form einer linearen Skalierung folgt analog zu Gleichung (4.1) für den Ortsvektor, die Zeit und die Masse $\mathbf{r}_i = r_{\min} \cdot \mathbf{r}'_i$, $t = t_{\min} \cdot t'$, $m_i = m_{\min} \cdot m'_i = \rho_m \cdot (r_{\min})^3 \cdot m'_i$, wobei angenommen wird, dass die Dichte nicht skaliert ($\rho_m = 1$). Für Gleichung (4.10) folgt hiermit im Mikrobereich

$$m_{\min} \cdot m'_i \cdot \frac{d^2(r_{\min} \cdot \mathbf{r}'_i)}{d(t_{\min} \cdot t')^2} = -\text{grad } W_{\text{pot}}(r_{\min} \cdot \mathbf{r}'_i) = -\frac{\partial W_{\text{pot}}(r_{\min} \cdot \mathbf{r}'_i)}{\partial(r_{\min} \cdot \mathbf{r}'_i)}. \quad (4.11)$$

Die symbolische Schreibweise des Gradienten des Potentials als partielle Ableitung dient hier der Anschaulichkeit. Es folgt mit $dt = t_{\min} \cdot dt'$

$$m_{\min} \cdot m'_i \cdot \frac{r_{\min}}{t_{\min}^2} \cdot \frac{d^2 \mathbf{r}'_i}{dt'^2} = -\frac{1}{r_{\min}} \cdot \frac{\partial W_{\text{pot}}(r_{\min} \cdot \mathbf{r}'_i)}{\partial(\mathbf{r}'_i)} \quad (4.12)$$

bzw.

$$m'_i \cdot \frac{d^2 \mathbf{r}'_i}{dt'^2} = -\frac{t_{\min}^2}{m_{\min} \cdot r_{\min}^2} \cdot \frac{\partial W_{\text{pot}}(r_{\min} \cdot \mathbf{r}'_i)}{\partial(\mathbf{r}'_i)}. \quad (4.13)$$

Die Gleichung (4.13) ist sehr allgemein, da alle Potentialfunktionen W_{pot} zugelassen sind. Physikalisch sind die Funktionen für Energie oder Kraft für das elektrische, magnetische und das Gravitationsfeld homogene Funktionen. Dies bedeutet beispielsweise im Fall des Gravitationsfelds, dass sich die Gravitationskraft längs des Wegs nicht ändert. Für die Potentialfunktion W_{pot} lässt sich hieraus ableiten, dass sie auch homogen ist.

Für eine homogene Funktion gilt bei proportionaler Änderung aller Variablen x_i ($i = 1..k$) um den Proportionalitätsfaktor α , dass sich der Funktionswert um den Faktor α^k ändert: $\Phi(\alpha \cdot x_{i=1}, \dots, \alpha \cdot x_{i=k}) = \alpha^k \cdot \Phi(x_{i=1}, \dots, x_{i=k})$. Hieraus folgt aus Gleichung (4.13):

$$m'_i \cdot \frac{d^2 \mathbf{r}'_i}{dt'^2} = -\frac{t_{\min}^2 \cdot r_{\min}^{k-2}}{m_{\min}} \cdot \frac{\partial W_{\text{pot}}(\mathbf{r}'_i)}{\partial(\mathbf{r}'_i)}. \quad (4.14)$$

Die Gleichungen (4.10) und (4.14) sind nur dann gleich, wenn gilt:

$$1 = \frac{t_{\min}^2 \cdot r_{\min}^{k-2}}{m_{\min}} \quad \text{bzw.} \quad 1 = \frac{t_{\min}^2 \cdot r_{\min}^{k-2}}{r_{\min}^3} = t_{\min}^2 \cdot r_{\min}^{k-5}, \quad (4.15)$$

wobei diese Bedingung als Skalierungsbedingung bezeichnet wird. Diese gewährleistet Forminvarianz der Bewegungsgleichung (4.10) – die Systeme sind ähnlich, im Makro- wie im Mikrobereich. Generell stellt die Forminvarianz den Zusammenhang zwischen physikalischen Größen dar, der nach der Transformation/Skalierung dieselbe Form hat.

Ein weiteres Beispiel zur Veranschaulichung des Skalierungsverhaltens sind die MAXWELLSchen Gleichungen – die Grundgleichungen des Elektromagnetismus (siehe auch elektromagnetischer Aktor Kapitel 5.3; Pagel 2001, S.78f.). Diese lauten in integraler, allgemeiner Form:

$$\text{Magnetische Induktion: } \oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = 0 \quad (4.16)$$

$$\text{Induktionsgesetz: } \oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = - \oint_A \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.17)$$

$$\text{Elektrische Verschiebung: } \oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q \quad (4.18)$$

$$\text{Durchflutungsgesetz: } \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{r} = I + \oint_A \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.19)$$

$$\text{Materialgleichungen: } \mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \cdot \mathbf{H}, \mathbf{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \mathbf{E}, \mathbf{j} = \sigma \cdot \mathbf{E}. \quad (4.20)$$

Die in den MAXWELLSchen Gleichungen enthaltenen Größen sind: magnetische Flussdichte $\mathbf{B}$, magnetische Feldstärke $\mathbf{H}$, elektrische Feldstärke $\mathbf{E}$, elektrische Verschiebung $\mathbf{D}$, Ladung Q , Strom I , Stromdichte $\mathbf{j}$, magnetische Permeabilität μ , Dielektrizitätskonstante ϵ , elektrische Leitfähigkeit σ , Fläche $\mathbf{A}$, Zeit t und Wegelement $\mathbf{r}$. Mit der Einführung der Maßstabsfaktoren entsprechend der Gleichung (4.1) folgt aus den Gleichungen (4.16) und (4.17) im Mikrobereich

$$B_{\min} \cdot r_{\min}^2 \cdot \oint \mathbf{B}' \cdot d\mathbf{A}' = 0 \text{ bzw.} \quad (4.21)$$

$$E_{\min} \cdot r_{\min} \cdot \oint \mathbf{E}' \cdot d\mathbf{r}' = - \frac{B_{\min} \cdot r_{\min}^2}{t_{\min}} \cdot \oint_A \frac{\partial \mathbf{B}'}{\partial t'} \cdot d\mathbf{A}'. \quad (4.22)$$

Aus dem Induktionsgesetz (4.22) folgt die Skalierungsbedingung

$$1 = \frac{B_{\min}}{E_{\min}} \cdot \frac{r_{\min}}{t_{\min}}. \quad (4.23)$$

Bei einem unveränderten Verhältnis von E- und B-Feld bedeutet eine geometrische Verkleinerung eine Erhöhung der (Betriebs-)Frequenz. Der Faktor $B_{\min} \cdot r_{\min}^2$ aus Gleichung (4.21) kann beliebige Werte annehmen; daraus folgt keine Skalierungsbedingung für die Maßstabsfaktoren.

Die Einführung der Maßstabsfaktoren entsprechend (4.1) führt bei den Gleichungen (4.18) und (4.19) zu

$$D_{\min} \cdot r_{\min}^2 \cdot \oint \mathbf{D}' \cdot d\mathbf{A}' = Q_{\min} \cdot Q \text{ bzw.} \quad (4.24)$$

$$H_{\min} \cdot r_{\min} \cdot \oint \mathbf{H}' \cdot d\mathbf{r}' = I_{\min} \cdot I' + \frac{D_{\min} \cdot r_{\min}^2}{t_{\min}} \cdot \oint_A \frac{\partial \mathbf{D}'}{\partial t'} \cdot d\mathbf{A}'. \quad (4.25)$$

Aus Gleichung (4.24) folgt die Skalierungsbedingung

$$1 = \frac{Q_{\min}}{D_{\min} \cdot r_{\min}^2}. \quad (4.26)$$

Bei konstanten Ladungen bedeutet eine geometrische Verkleinerung eine Vergrößerung der elektrischen Feldstärke. Des Weiteren gelten die Skalierungsbedingungen aus dem Durchflutungsgesetz:

$$1 = \frac{I_{\min}}{H_{\min} \cdot r_{\min}} \text{ und } 1 = \frac{D_{\min} \cdot r_{\min}}{H_{\min} \cdot t_{\min}}. \quad (4.27)$$

Aus den Materialgleichungen (4.20) folgt zusätzlich:

$$\frac{B_{\min}}{H_{\min}} = \mu_{\min}, \frac{D_{\min}}{E_{\min}} = \epsilon_{\min}, \frac{j_{\min}}{E_{\min}} = \sigma_{\min}. \quad (4.28)$$

Eine Diskussion der Skalierungsbedingungen (4.27) und (4.28) ist in Pagel (2001) zu finden.

4.2 Oberfläche-Volumen-Effekt

Physikalische Wirkungen und auch die Verhältnisse der physikalischen Effekte untereinander ändern sich beim Übergang von der Makro- in die Mikrowelt. Ein Beispiel hierfür ist der Oberfläche-Volumen-Effekt. Dies ist der Quotient aus der Bauteiloberfläche A und dem Bauteilvolumen V eines geometrischen Körpers und wird daher auch als A/V -Verhältnis bezeichnet.

Für einfache Geometrien gilt nach Dötzel (2006) das A/V -Verhältnis in allgemeiner Form:

$$\frac{A}{V} = \frac{k}{r}, \quad (4.29)$$

wobei r der Radius des Bauteils bzw. die Kantenlänge seiner Grundfläche ist und k ist ein von der Bauteilgestalt abhängiger Faktor (siehe Tabelle 4.1).

Tabelle 4.1 Abhängigkeit des Faktors k von der Bauteilgestalt (Dötzel 2006)

Bauteilgestalt	k
Zylinder mit Länge $L = \infty$	2
Kugel	3
Quader mit Länge $L = \infty$	4
Würfel	6

Als Beispiel wird im Folgenden der Faktor für eine Kugel berechnet. Sei K eine Kugel mit dem Radius r . Die Oberfläche dieser Kugel ist allgemein:

$$A = 4\pi \cdot r^2. \quad (4.30)$$

Das Volumen V beträgt

$$V = \frac{4}{3}\pi \cdot r^3. \quad (4.31)$$

Für das A/V -Verhältnis gilt folglich

$$\frac{A}{V} = \frac{3}{r}. \quad (4.32)$$

Im Fall einer Skalierung bzw. linearen Verkleinerung der Abmessung $r = r_{\min} \cdot r'$ folgt für eine Kugel im Mikrobereich

$$\left(\frac{A}{V}\right) = \frac{3}{r_{\min} \cdot r'}. \quad (4.33)$$

Im Makrobereich gilt:

$$\left(\frac{A}{V}\right)' = \frac{3}{r'}. \quad (4.34)$$

Der Vergleich der A/V -Verhältnisse des Mikro- und Makrosystems liefert

$$\frac{\left(\frac{A}{V}\right)}{\left(\frac{A}{V}\right)'} = \frac{1}{r_{\min}} \quad \text{bzw.} \quad \left(\frac{A}{V}\right) = \frac{1}{r_{\min}} \cdot \left(\frac{A}{V}\right)'. \quad (4.35)$$

D.h. das A/V-Verhältnis ändert sich umgekehrt proportional zum Skalierungsfaktor. D.h. bei einer Miniaturisierung der Bauteile vergrößert sich das Verhältnis der Bauteiloberfläche A zu dem Bauteilvolumen V. Das Gewicht der Oberfläche hat sich damit erhöht.

Das Volumen skaliert mit der dritten Potenz der Abmessung, die Oberfläche dagegen nur mit der zweiten Potenz; daher nimmt das Volumen schneller ab, wenn das System kleiner wird. Dies führt dazu, dass im Mikrobereich die Volumeneffekte an Bedeutung verlieren und Oberflächeneffekte dagegen an Bedeutung gewinnen. Die Volumeneffekte sind z.B. Gravitation, Trägheit und Wärmekapazität. Die Oberflächeneffekte sind z.B. Elektrostatik, Wärmeübergang, Reibung und Adhäsion (vgl. Madou 2012c).

4.3 Beobachtung der Skalierungseffekte in der Natur und im Alltag

Zur Beschreibung der Skalierungseffekte wird angenommen, dass sich die Abmessungen ℓ linear verkleinern. In Madou (2002) und Dötzel (2006) wird gezeigt, dass die Masse einer Flüssigkeit in einer Kapillarröhre, und damit die Gewichtskraft, mit der dritten Potenz der Abmessungen ℓ^3 skaliert und somit wesentlich schneller abnimmt als die Kapillarkraft, die mit ℓ skaliert, wenn das System kleiner wird. Daher ist es schwerer, Flüssigkeiten aus einer Kapillare auszugießen als aus zum Beispiel einem Wasserglas.

In Madou (2002), Dötzel (2006) und Madou (2012c) wird zur Veranschaulichung der Skalierungseffekte das Beispiel der Wärmebilanz von (Land-)Tieren beschrieben.

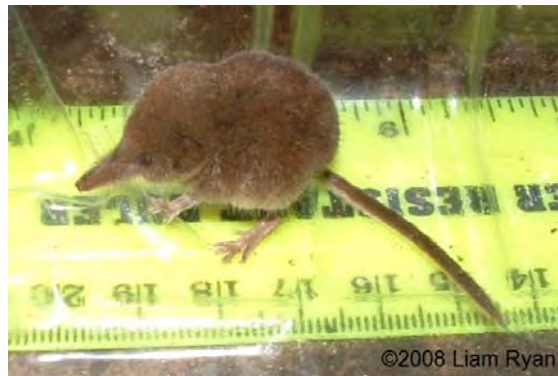
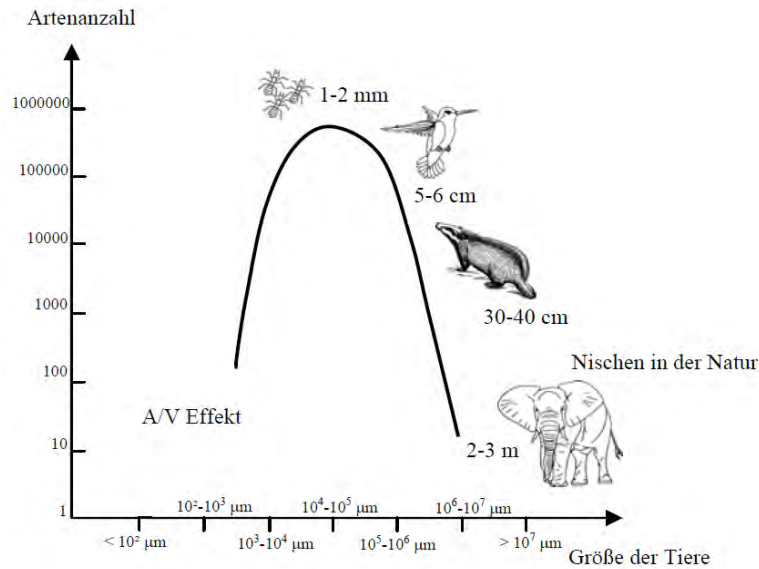


Abbildung 4.4 *Sorex minutus*

Der Wärmeverlust ist proportional zur Oberfläche ℓ^2 des Tiers; die Wärmeerzeugung durch die Nahrungsaufnahme des Tiers ist proportional zu dessen Volumen ℓ^3 . Somit ergibt sich: Je kleiner Tiere sind, desto größer ist der Anteil ihrer Energieaufnahme, der für den Ausgleich des Wärmeverlustes gebraucht wird. So muss zum Beispiel die pygmäische Spitzmaus (*Sorex minutus*; vgl. Abbildung 4.4) fast ständig fressen, um nicht zu erfrieren.

Das Volumen eines Tieres nimmt bei kleiner werdender Körpergröße schneller ab als die Oberfläche. Die Lebensbedingungen großer Tiere werden folglich weitgehend von der volumenabhängigen Schwerkraft, die der kleinen Tiere von den oberflächenabhängigen Reibungskräften beeinflusst. Daher gibt es keine größeren Tiere als den afrikanischen Elefanten (3.80 m), da sie sonst zu schwerfällig sind. Große Tiere haben ihre Nischen auf der Erde, die sie aufnehmen; als Folge gibt es weniger große als kleine Tiere. Kleine Tiere sind schneller und agiler; daher sind Insekten zum Beispiel viel zahlreicher. Die Minimalgröße der endothermen Tiere liegt bei 25-30 μm , da sonst die Stoffzufuhr (Sauerstoff, Nahrung, etc.) nicht mehr gewährleistet ist (vgl. Abbildung 4.5; Schlichting und Rodewald 1988).



© 2002 Madou/Taylor & Francis Group

Abbildung 4.5 Anzahl der Tierarten, eingeteilt nach deren Größe (nach Madou 2002)

In Tabelle 4.2 ist – analog zu Dötzel (2006) – die Wärmebilanz zweier Körper gegenübergestellt, bei denen die im Körper erzeugte Verlustleistung proportional zum Volumen und die Wärmeabfuhr proportional zur Oberfläche ist. Der Skalierungsfaktor beträgt hier 0.1, wobei angenommen wird, dass sich die Abmessungen linear verkleinern. Der Mensch ist hier das Mikrosystem; der Riese das Makrosystem. Ähnliche Beispiele sind auch in Hsu (2008) zu finden.

Tabelle 4.2 Skalierungseffekte beim menschlichen Körper, Skalierungsfaktor = 0.1 (nach Dötzel 2006)

Abmessung	Riese (Makrosystem) $17.5 \cdot 3 \cdot 1.5 \text{ [m}^3\text{]}$	Mensch (Mikrosystem) $1.75 \cdot 0.3 \cdot 0.15 \text{ [m}^3\text{]}$
Im Körper erzeugte Leistungsdichte	$p_v = 2 \cdot 10^3 \text{ [W/m}^3\text{]}$	
Typischer Wärmeübergangskoeffizient	$\alpha_k = 6 \text{ [W/(m}^2 \cdot \text{K)]}$	
Volumen	$V = 80 \text{ [m}^3\text{]}$	$V = 0.08 \text{ [m}^3\text{]}$
Verlustleistung	$P_v = p_v \cdot V = 160 \cdot 10^3 \text{ [W]}$	$P_v = p_v \cdot V = 160 \text{ [W]}$
Oberfläche	$A = 167 \text{ [m}^2\text{]}$	$A = 1.67 \text{ [m}^2\text{]}$
Thermischer Widerstand	$R_{th} = \frac{1}{\alpha_k \cdot A} = 0.001 \text{ [K/W]}$	$R_{th} = \frac{1}{\alpha_k \cdot A} = 0.1 \text{ [K/W]}$
Temperaturerhöhung	$\Delta v = P_v \cdot R_{th} = 160 \text{ [K]}$	$\Delta v = P_v \cdot R_{th} = 16 \text{ [K]}$

Die Berechnung zeigt, dass die im Körper erzeugte Temperaturerhöhung gegenüber der Umgebung dem Skalierungsfaktor proportional ist.

Aus diesem Beispiel ist zu erkennen, dass die Aufheiz- und Abkühlvorgänge in der Mikrowelt viel schneller als in der Makrowelt ablaufen. Dies machen sich einige auf thermischen Elementen basierende Verfahren im Mikrobereich zunutze (siehe Kapitel 5 und 6).

4.4 Notation von Trimmer

Eine Möglichkeit, die Skalierung verständlich darzustellen, ist die Verwendung der Notation von William Trimmer (Trimmer 1989). Mit ihr lassen sich beispielhaft anschaulich die Unterschiede der Kräfte im Mikrobereich gegenüber denen im Makrobereich beschreiben. Die Darstellung der Auswirkung einer Skalierung erfolgt nach Trimmer in Matrixschreibweise. Dabei stellt nach Trimmer S eine Skalierungsvariable mit der Ordnung n dar.

$$X := [S^n]. \quad (4.36)$$

Im Fall S^1 bedeutet eine Reduktion/Vergrößerung der Skalierungsvariablen um den Faktor 10 eine Reduktion/Vergrößerung der zugehörigen physikalischen Größe um den Faktor 10.

Im Fall S^2 bedeutet eine Reduktion/Vergrößerung der Skalierungsvariablen um den Faktor 10 eine Reduktion/Vergrößerung der zugehörigen physikalischen Größe um den Faktor 100.

In der Notation von Trimmer können gleichzeitig verschiedene Fälle betrachtet werden. Trimmer unterscheidet hier 4 Fälle einer Skalierung in Form einer Spaltenmatrix.

$$F := \begin{bmatrix} S^1 \\ S^2 \\ S^3 \\ S^4 \end{bmatrix}. \quad (4.37)$$

Als Skalierungsvariable wird im Folgenden der lineare Maßstab ℓ eines Systems betrachtet; dieser wird analog zu Kapitel 4.1 als Skalierungsfaktor bezeichnet. D.h. eine Kraft F mit beliebiger Ursache skaliert mit ℓ in den verschiedenen Fällen.

$$F := \begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^2 \\ \ell^3 \\ \ell^4 \end{bmatrix}. \quad (4.38)$$

Im Fall ℓ^1 bedeutet ein Skalierungsfaktor von 0.1 eine Reduktion der physikalischen Größe F um den Faktor 0.1.

Im Fall ℓ^2 bedeutet ein Skalierungsfaktor von 0.1 eine Reduktion der physikalischen Größe F um den Faktor 0.01.

Die physikalischen Größen, die mit der Wirkung einer Kraft F verbunden sind, können entsprechend dieser Notation dargestellt werden. Als Beispiel werden hier die Beschleunigung a , die Zeit t und die Leistungsdichte p in der Notation von Trimmer dargestellt (siehe Trimmer 1989).

Die Masse m skaliert bei konstanter Dichte ρ mit ℓ^3 . Es gilt folglich:

$$a = \frac{F}{m} = \frac{F}{\rho \cdot V} \hat{=} \left[\frac{\ell^F}{\ell^3} \right] = [\ell^{F-3}], \quad (4.39)$$

wobei V das Volumen darstellt. Damit lässt sich analog zu (4.37) die Auswirkung einer Skalierung auf die Beschleunigung a darstellen:

$$F := \begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^2 \\ \ell^3 \\ \ell^4 \end{bmatrix} \Rightarrow a := \begin{bmatrix} \ell^{-2} \\ \ell^{-1} \\ \ell^0 \\ \ell^1 \end{bmatrix}. \quad (4.40)$$

Dies bedeutet beispielsweise, dass ein Skalierungsfaktor von 0.1 eine Reduktion der Kraft um den Faktor 10 und eine Vergrößerung der Beschleunigung um den Faktor 100 bewirkt.

Analog folgt für die Zeit t bei einer gleichmäßig beschleunigten Bewegung:

$$t = \sqrt{\frac{s}{\frac{1}{2}a}} = \sqrt{\frac{2s \cdot m}{F}} \hat{=} \sqrt{\frac{\begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^3 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} \ell^F \end{bmatrix}}} = \begin{bmatrix} \ell^{\frac{4-F}{2}} \end{bmatrix}, \quad (4.41)$$

wobei s die zurückgelegte Strecke ist. Der Zusammenhang zwischen der Skalierung der Kraft und der Zeit lautet:

$$F := \begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^2 \\ \ell^3 \\ \ell^4 \end{bmatrix} \Rightarrow t := \begin{bmatrix} \ell^{1.5} \\ \ell^1 \\ \ell^{0.5} \\ \ell^0 \end{bmatrix}. \quad (4.42)$$

Ein Skalierungsfaktor von 0.1 bzw. eine Reduktion der Kraft um den Faktor 100 macht das System um den Faktor 10 schneller. Die Leistungsdichte p ergibt sich in der Notation von Trimmer zu:

$$p = \frac{P}{V} = \frac{F \cdot v}{V} = \frac{F \cdot s}{V \cdot t} \hat{=} \frac{\begin{bmatrix} \ell^F \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^3 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} \ell^3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ell^{\frac{4-F}{2}} \end{bmatrix}} = \begin{bmatrix} \ell^{\frac{3}{2}F-4} \end{bmatrix}, \quad (4.43)$$

wobei P die Leistung und v die Geschwindigkeit darstellen. D.h. die Auswirkung einer Skalierung der Kraft lässt sich auf die Leistungsdichte wie folgt darstellen:

$$F := \begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^2 \\ \ell^3 \\ \ell^4 \end{bmatrix} \Rightarrow p := \begin{bmatrix} \ell^{-2.5} \\ \ell^{-1} \\ \ell^{0.5} \\ \ell^2 \end{bmatrix}. \quad (4.44)$$

Die volumenbezogene Leistung wird bei einem Skalierungsfaktor von 0.1 um den Faktor 10 größer; die Kraft verkleinert sich um den Faktor 100.

Insgesamt lässt sich der folgende Zusammenhang zwischen den physikalischen Größen Kraft, Beschleunigung, Zeit und Leistungsdichte bei einer Skalierung aufstellen:

$$F := \begin{bmatrix} \ell^1 \\ \ell^2 \\ \ell^3 \\ \ell^4 \end{bmatrix} \Rightarrow a := \begin{bmatrix} \ell^{-2} \\ \ell^{-1} \\ \ell^0 \\ \ell^1 \end{bmatrix} \Rightarrow t := \begin{bmatrix} \ell^{1.5} \\ \ell^1 \\ \ell^{0.5} \\ \ell^0 \end{bmatrix} \Rightarrow p := \begin{bmatrix} \ell^{-2.5} \\ \ell^{-1} \\ \ell^{0.5} \\ \ell^2 \end{bmatrix}. \quad (4.45)$$

Eine alternative Darstellung ist die Indexdarstellung des Index α von ℓ^α in Tabelle 4.3.

Tabelle 4.3 Zusammenhang zwischen Kraft, Beschleunigung, Zeit und Leistungsdichte in Indexdarstellung

Kraft	Beschleunigung	Zeit	Leistungsdichte
1	-2	1.5	-2.5
2	-1	1	-1
3	0	0.5	0.5
4	1	0	2

Eine Skalierung von ℓ^0 bedeutet, dass keine Abhängigkeit von der Skalierungsvariablen, hier dem linearen Maßstab ℓ besteht.

Im Fall der Zeit ist die Ordnung n immer gleich oder größer als Null; die Vorgänge sind folglich schneller in einem miniaturisierten System. Andererseits gewinnen manche Phänomene, die in der Makrowelt nur geringen Einfluss haben, große Bedeutung in der Mikrowelt. Es gilt: Je kleiner die Ordnung einer Größe ist, desto größer ist die Wirkung in der Mikrowelt.

In Madou (2012c) ist das Skalierungsverhalten einer Auswahl von physikalischen Größen in der Notation von Trimmer aufgelistet.

5 Grundprinzipien bei MEMS-Aktoren

Bei MEMS-Aktoren wird eine meist elektrische Stellgröße in eine nicht-elektrische, oftmals mechanische Stellgröße umgesetzt (vgl. Abbildung 5.1). Aktoren stellen das Gegenstück zu Sensoren dar und sie treten in Mikrosystemen in Kombination mit Sensoren auf (siehe Kapitel 3.1).

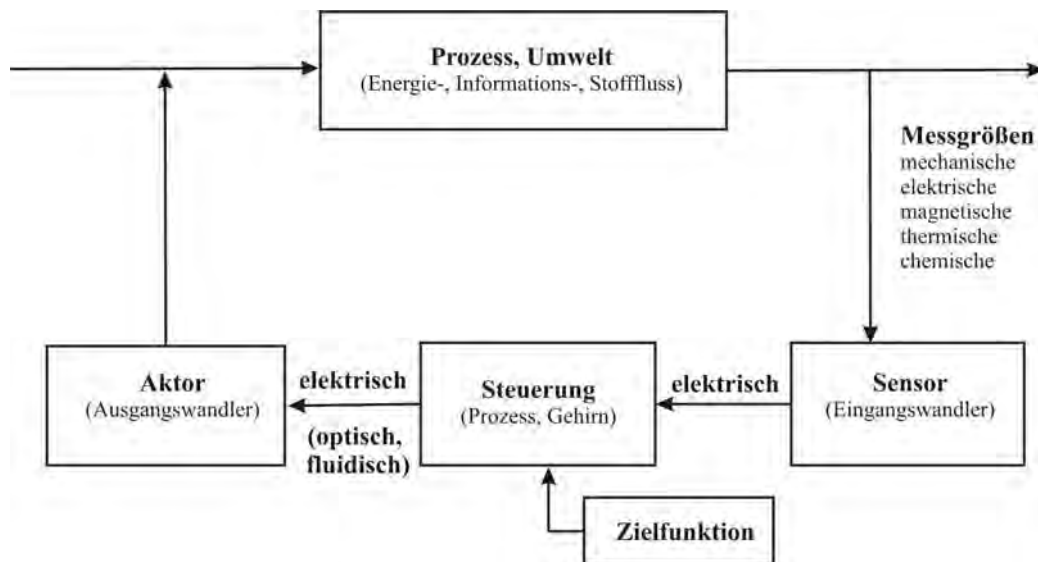


Abbildung 5.1 Sensoren und Aktoren (nach Gerlach und Dötzel, S. 250)

Ein Beispiel stellt ein Piezoaktor dar, der bei angelegter Spannung mit einer Deformation des piezoelektrischen Materials reagiert. Druckköpfe von Tintenstrahldruckern funktionieren z.B. nach diesem piezoelektrischen Wandlerprinzip, so dass eine gleichmäßige Ausgabe der Tinte in einzelnen Tröpfchen erreicht wird (siehe Kapitel 5.2.3).

Die Aktoren können entsprechend Madou (2012c) nach verschiedensten Kriterien klassifiziert werden, u.a. nach der umgewandelten Hilfsenergie (elektrische Energie, thermische Energie, chemische Energie, Strömungsenergie), dem Wirkungsprinzip (z.B. elektrostatisch, piezoelektrisch; vgl. Hering und Schönfelder 2012) oder dem Skalierungsverhalten. Abbildung 5.2 zeigt eine ausführliche Klassifizierung der Aktoren nach der umgewandelten Hilfsenergie. Tabelle 5.1 beschreibt die Klassifizierung nach dem Wirkungsprinzip. In Kapitel 5.5 wird die Klassifizierung nach dem Skalierungsverhalten beschrieben.

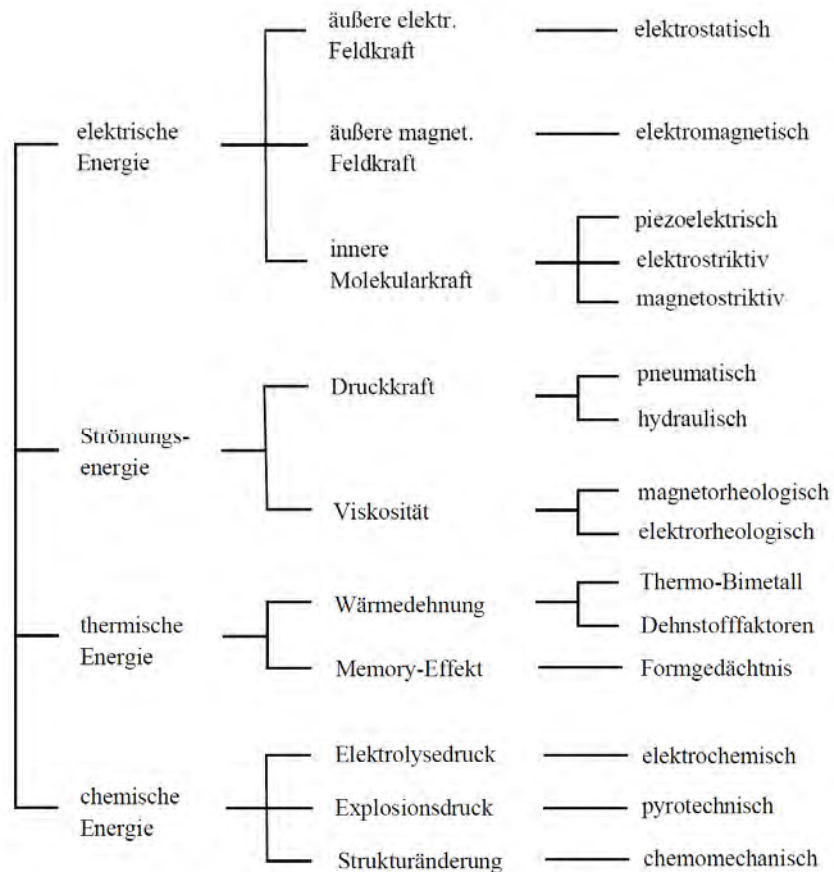


Abbildung 5.2 Klassifizierung von Aktoren nach der Hilfsenergie (Pawelczak 2005)

Tabelle 5.1 Klassifizierung von Aktoren nach dem Wirkungsprinzip und der Bewegungsform (nach Pawelczak 2005)

Aktorprinzip	Beispiele für Aktoren
<i>Elektrostatisch</i>	<i>Mikro-Kammantrieb, Mikrogreifer</i>
<i>Piezoelektrisch</i>	<i>Tintenstrahldrucker, Piezoventil</i>
<i>Elektromagnetisch</i>	<i>Elektromagnet, Tauchspulantrieb</i>
Elektrostriktiv	Sonarwandler
Magnetostraktiv	Terfenolstab-Aktor
Pneumatisch	Pneumatischer Muskel
Elektorrheologisch	Elektorrheologische Ventile
Magnetorheologisch	Schwingungsdämpfer
Elektrochemisch	Elektrochemischer Aktor
<i>Thermisch</i>	<i>Aktoren mit Formgedächtnislegierungen, Tintenstrahldrucker, elektrothermisches Ventil</i>

Für die Aktoren werden zur Wandlung elektrischer in mechanische Energie üblicherweise vier wesentliche Antriebsprinzipien verwendet: elektrostatisches, piezoelektrisches, elektromagnetisches und thermisches Antriebsprinzip. Bei den ersten drei Prinzipien wird die elektrische Energie direkt in mechanische Energie umgesetzt. Beim thermischen Antriebsprinzip wird die elektrische Energie zuerst in thermische Energie

gewandelt; aufgrund der Wärmeausdehnung von Festkörpern folgt dann die Umwandlung in mechanische Energie.

Im Folgenden werden in Anlehnung an Ren (2013) die Grundprinzipien bei den oben genannten vier wesentlichen MEMS-Aktoren (in Tabelle 5.1 kursiv dargestellt) von Kapitel 5.1 bis Kapitel 5.4 beschrieben. In jedem Kapitel werden die entsprechenden Wirkungsprinzipien und die Vor- und Nachteile der Wandlung erläutert und abschließend einige Realisierungsbeispiele gezeigt. Auch wird das Skalierungsverhalten der vier MEMS-Aktoren untersucht, das sich dann auch auf einzelne Realisierungsformen von MEMS-Inertialsensoren (siehe Kapitel 5.5) übertragen lässt.

5.1 Elektrostatische Aktoren

5.1.1 Wirkungsprinzip

Das elektrostatische Prinzip ist heutzutage das am häufigsten eingesetzte Verfahren in der Mikrosystemtechnik. Es basiert auf dem Coulomb-Gesetz. D.h. im Fall eines Plattenkondensators, bestehend aus einer beweglichen und einer festen Kondensatorplatte, werden zwischen den Kondensatorplatten elektrostatische Kräfte aufgebaut. Es lassen sich gemäß Abbildung 5.3 drei lineare Bewegungsarten unterscheiden: Änderung des Plattenabstands d entlang der z -Achse und horizontale Verschiebung der Kondensatorplatten entlang der x - und der y -Achse.

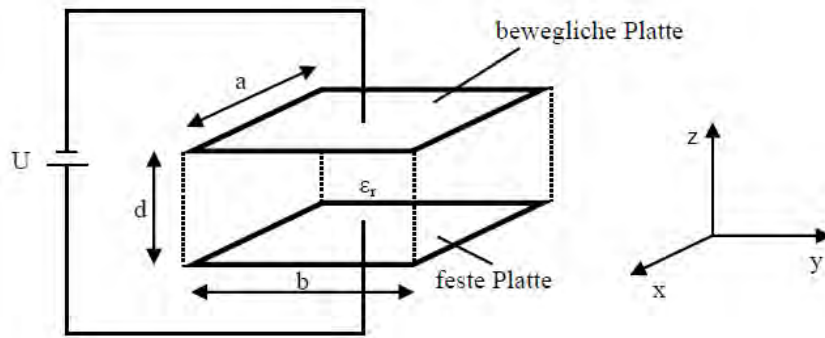


Abbildung 5.3 Prinzip des elektrostatischen Antriebs am Beispiel eines einfachen Plattenkondensators (nach Mescheder 2004, S. 122)

Die Größe der zugehörigen elektrostatischen Anziehungskraft zwischen den beiden Kondensatorplatten lässt sich von der im Kondensator gespeicherten Energie ableiten. Die gespeicherte Energie W kann nach der Definition der elektrischen Arbeit wie folgt angegeben werden:

$$W = \int_0^{Q_0} U dQ = \int_0^{Q_0} \frac{Q}{C} dQ = \frac{Q_0^2}{2C} = \frac{C \cdot U^2}{2}, \quad (5.1)$$

wobei C die Kapazität des Kondensators, U die angelegte Spannung und Q die elektrische Ladung sind (Mescheder 2004; Madou 2012c). Für die Kapazität C und die Spannung U eines Plattenkondensators unter Vernachlässigung von Randeffekten gilt:

$$C = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{a \cdot b}{d} \triangleq [\ell^1], \quad U = E \cdot d \triangleq [\ell^1], \quad (5.2)$$

wobei ϵ_r die relative Dielektrizitätskonstante des Mediums zwischen den beiden Platten und ϵ_0 die absolute Dielektrizitätskonstante im Vakuum ($\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m) sind. d ist der Plattenabstand, a und b sind die Breite und Länge der Platte. Hier wird angenommen, dass die Skalierung der Abmessung in alle Richtungen gleich ist (siehe Kapitel 4) und das E -Feld konstant ist. Die Kapazität skaliert folglich mit ℓ^1 , die Spannung ebenso.

Das Einsetzen der Gleichung (5.2) in Gleichung (5.1) liefert die Gleichung für die gespeicherte Energie:

$$W = \frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2 \cdot \frac{a \cdot b}{d} \triangleq [\ell^3]. \quad (5.3)$$

Die gespeicherte elektrische Energie skaliert mit ℓ^3 . Durch Ableitung der elektrischen Energie nach dem Weg lässt sich die elektrische Kraft berechnen. Die Anziehungskraft F_z in vertikaler Richtung wirkt der elektrischen Kraft entgegen. Daher gilt:

$$F_z = -\frac{\partial W}{\partial d} = \frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2 \cdot \frac{a \cdot b}{d^2} \triangleq [\ell^2]. \quad (5.4)$$

Aus Gleichung (5.4) ist zu sehen, dass die Anziehungskraft quadratisch von der angelegten Spannung abhängt. D.h. durch eine Vergrößerung der Spannung erhöht sich die Anziehungskraft deutlich. Weiterhin folgt aus Gleichung (5.4), dass die Anziehungskraft größer wird, je kleiner der Plattenabstand ist. Wenn der Plattenabstand gegen Null geht, wird die Anziehungskraft unendlich groß. Des Weiteren ist die Anziehungskraft in vertikaler Richtung proportional zur Plattenfläche $a \cdot b$. Die Anziehungskraft skaliert mit ℓ^2 .

Analog zur vertikalen Richtung lässt sich die Anziehungskraft in der x- und y-Richtung ableiten:

$$F_x = -\frac{\partial W}{\partial a} = -\frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2 \cdot \frac{b}{d} \triangleq [\ell^2], \quad (5.5)$$

$$F_y = -\frac{\partial W}{\partial b} = -\frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2 \cdot \frac{a}{d} \triangleq [\ell^2]. \quad (5.6)$$

Im Vergleich zur elektrostatischen Kraft in der vertikalen Richtung hängen die Kräfte in x- und y-Richtung vom Kehrwert des Plattenabstands nicht quadratisch, sondern linear ab. Die elektrostatische Kraft ist in Längsrichtung nur von der Breite, in Querrichtung nur von der Länge abhängig.

Bei einer isometrischen Verkleinerung des Plattenkondensators von zum Beispiel 1/10, fällt die gespeicherte Energie (Gleichung (5.3)) sowie die Masse der bewegten Platte (Gleichung (4.39)) auf 1/1000, die antreibende Kraft (Gleichungen (5.4) - (5.6)) nur auf 1/100 zurück. Elektrostatische Kräfte nehmen beim Übergang von der Makro- in die Mikrowelt mit ℓ^2 ab; die elektrostatische Kraft wird daher als Oberflächenkraft bezeichnet (siehe Kapitel 4.2).

Die von diesen drei linearen Bewegungsarten erzeugten Kräfte sind zu gering für praktische Anwendungen. Daher werden diese nach Gerlach und Dötzel (2006) modifiziert und verbessert, indem die bewegliche Platte als Teil eines Differenzialkondensators genutzt wird und die Abstands- oder Flächenvariation nicht nur auf einen Einzelkondensator, sondern auf eine Vielzahl von Arrays von Kondensatoren angewendet wird (vgl. Abbildung 5.4).

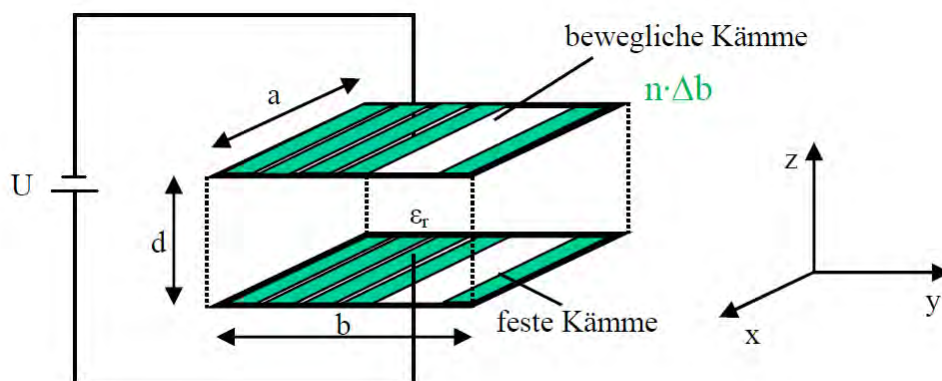


Abbildung 5.4 Prinzip des elektrostatischen Antriebs unter Nutzung einer Vielzahl von Arrays von Kondensatoren in y-Richtung

Aus Gleichung (5.6) folgt für die Kraft eines Kondensators der Breite Δb in y-Richtung:

$$F_{y,\Delta b} = -\frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2 \cdot \frac{a}{d}. \quad (5.7)$$

Für das Array der Kondensatoren $n \cdot \Delta b$ ergibt sich

$$F_{y,n \cdot \Delta b} = n \cdot F_{y,\Delta b}. \quad (5.8)$$

Dies gilt analog für Arrays von Kondensatoren in x-Richtung (siehe Gleichung (5.5)). D.h. die elektrostatische Anziehungskraft kann bei gleicher Baugröße in x- und y-Richtung um den Faktor n gesteigert werden kann, wenn in Bewegungsrichtung die große Kondensatorplatte durch n kleine parallele Kondensatoren ersetzt wird. So kann auch die Anforderung an die Steuerspannung reduziert werden. In der Praxis unterscheidet man daher kamm- und zahnradartige Kondensatorplattenanordnungen. Die Kammstrukturen sind geeignet für interdigitale Linearantriebe; die zahnradartige Geometrie wird in Stator-Rotor-Anordnung bei drehenden Motoren verwendet (siehe Kapitel 5.1.3). Abbildung 5.5 zeigt drei typische Anordnungen für einen elektrostatischen Antrieb, die eine Kammstruktur verwenden.

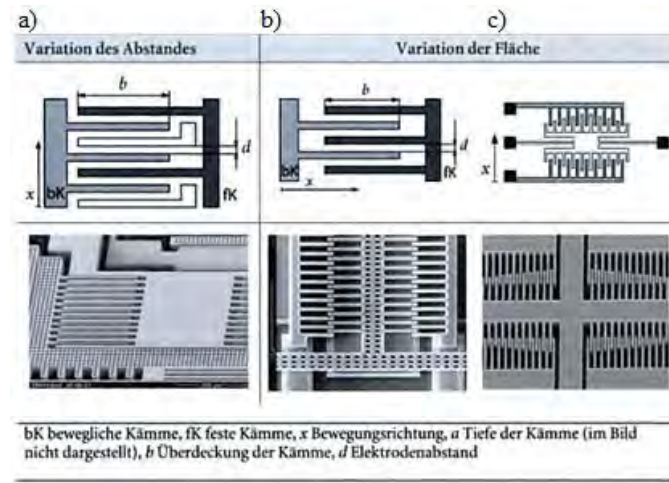


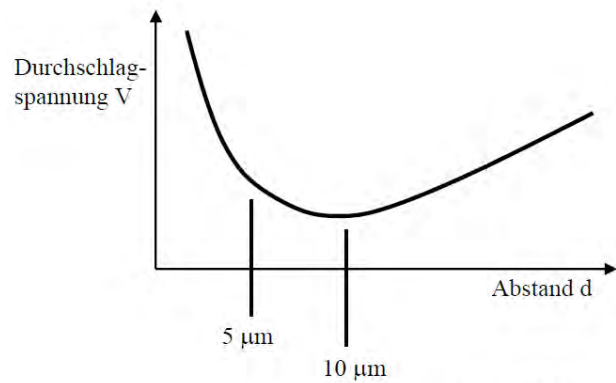
Abbildung 5.5 Kammstrukturen als modifizierte Grundtypen elektrostatischer Wandler (Gerlach und Dötzel 2006, S. 265)

5.1.2 Wesentliche Vor- und Nachteile der elektrostatischen Wandlung

Nach Heinz (2006) ist die Energiedichte für die Beurteilung der Leistungsfähigkeit eines Wandlerprinzips ein wichtiges Kriterium. Die Energiedichte w von elektrischen Antrieben, die nach dem Kondensatorprinzip aufgebaut sind, ist mittels Gleichung (5.3) gegeben durch:

$$w = \frac{W}{V} = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2 \cdot a \cdot b}{2d \cdot (a \cdot b \cdot d)} = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2}{2d^2} = \frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot E^2 \quad \triangleq [\ell^0] \quad \text{mit dem Volumen } V = a \cdot b \cdot d. \quad (5.9)$$

Die maximale Spannung bzw. die Durchbruchspannung U_D ist von der Durchbruchfeldstärke E_D abhängig ($E_D = U_D/d$).



© 2008 John Wiley & Sons, Inc.

Abbildung 5.6 Paschenkurve (nach Hsu 2008, S. 234)

Diese kann im Bereich großer Plattenabstände ($d > 1\ \text{mm}$) mit etwa $3 \cdot 10^6\ \text{V/m}$ abgeschätzt werden, während aufgrund des Paschen-Effekts bei Plattenabständen von $1\ \mu\text{m}$ bis zu $3 \cdot 10^8\ \text{V/m}$ möglich sind (vgl. Abbildung 5.6). Das Paschen-Gesetz besagt, dass der Wert der Durchbruchfeldstärke vom Abstand der Elektroden, vom Gas und vom Druck abhängig ist (Madou 2012b). Daraus resultiert für „makroskopische“ Anwendungen ($d > 1\ \text{mm}$) eine *maximale Energiedichte* von ca. $40\ \text{J/m}^3$, bei mikroskopischen Anwendungen erreicht die Energiedichte bis ca. $4 \cdot 10^5\ \text{J/m}$.

Neben der hohen Energiedichte bietet die elektrostatische Wandlung weitere Vorteile für die Mikrosystemtechnik. So handelt es sich bei der elektrostatischen Kraft um eine *Oberflächenkraft* (siehe Kapitel 5.1.1). Daher eignet sich das elektrostatische Prinzip besonders für masse-sensitive Anwendungen mit hoher Dynamikanforderung (vgl. Heinz 2006).

Der *geringe Temperatureinfluss* ist auch ein *Vorteil* von elektrostatischen Antrieben. Bei hoher Temperatur haben thermische Einflüsse keine direkte Auswirkung auf die mechanische Verformung der Plattenstruktur. Bei der elektrischen Ansteuerung der Aktoren wird deren Kapazität auf- bzw. entladen. Es fließen vergleichsweise geringe Umladeströme, wodurch sich kleine elektrische Zeitkonstanten ergeben. Gleichzeitig sind die Verlustleistung und der Wärmeeintrag gering; im statischen Betriebsfall sind diese nahezu Null (vgl. Heinz 2006). Generell gibt die Zeitkonstante die Zeitdauer an, die ein exponentiell absinkender Prozess benötigt, um auf $1/e$ ($\sim 36.8\%$) eines Ausgangswerts abzusinken.

Im Vergleich zu den drei anderen genannten Aktorprinzipien ist die Herstellung elektrostatischer Aktoren (Plattenkondensator mit beweglicher Platte) einfach und preisgünstig.

Die elektrostatische Wandlung gilt gleichzeitig für Aktoren und Sensoren. Im Gegensatz zu Aktoren, die elektrische Energie in mechanische Energie umwandeln, können Sensoren mit derselben Anordnung umgekehrt die mechanische Energie in elektrische Energie umwandeln (siehe beispielsweise Kapitel 6.1.1 und Kapitel 6.2). Folglich sind die Aktor- und Sensorfunktionen in einem geschlossenen Regelkreis mit gleicher Elektrodenanordnung realisierbar. Die *monolithische Integration* von Mikromechanik und Mikroelektronik ist somit möglich (vgl. Gerlach und Dötzel 2006).

Allerdings gibt es bei elektrostatischen Aktoren auch *Nachteile*. Für große Bewegungshübe mit breitem Spaltmaß müssen *große Spannungen* aufgebracht werden, um eine ausreichende Kraftwirkung zu erzielen (Heinz 2004). Hohe Spannungen erfordern eine glatte Oberfläche der Aktorelektroden, um elektrische Feldüberhöhungen und Durchschläge zu verhindern. Für die benötigte Hochvolt-Ansteuerelektronik ist ein Mehraufwand an Kosten, Entwicklungszeit und Material einzuplanen. Wie in Kapitel 5.1.1 beschrieben, kann die benötigte Antriebsspannung des elektrostatischen Aktors reduziert werden, indem viele Kondensatoren zu einer kammartigen Anordnung parallel geschaltet werden. Trotz dieser optimierten Elektrodenanordnung sind Steuerspannungen bis zu $100\ \text{V}$ bei Plattenabständen von ca. $2\ \mu\text{m}$ zur Erzielung von Stellwegen von einigen wenigen Mikrometern erforderlich (siehe Mescheder 2004).

Ein weiterer Nachteil ist die *Empfindlichkeit* gegenüber Feuchte und Fremdpartikel wie z.B. Staub, kombiniert mit der Durchschlagempfindlichkeit der Aktoren. Wegen der elektrostatischen Wirkung des Feldes vergrößert sich die Rate des Staubfalls. Das kann die Funktion des Aktors beeinträchtigen und auch einen elektrischen Durchschlag auslösen (vgl. Heinz 2006).

Eine Zusammenfassung der Vor- und Nachteile der elektrostatischen Wandlung ist in Gerlach und Dötzel (2006) zu finden.

5.1.3 Realisierungsbeispiele für elektrostatische Aktoren

Ein Beispiel für einen elektrostatischen Aktor stellt ein *Mikrogreifer* dar, der ein Objekt mittels der sich zwischen den Kondensatorplatten aufbauenden elektrostatischen Kraft greifen kann (vgl. Hsu 2008).

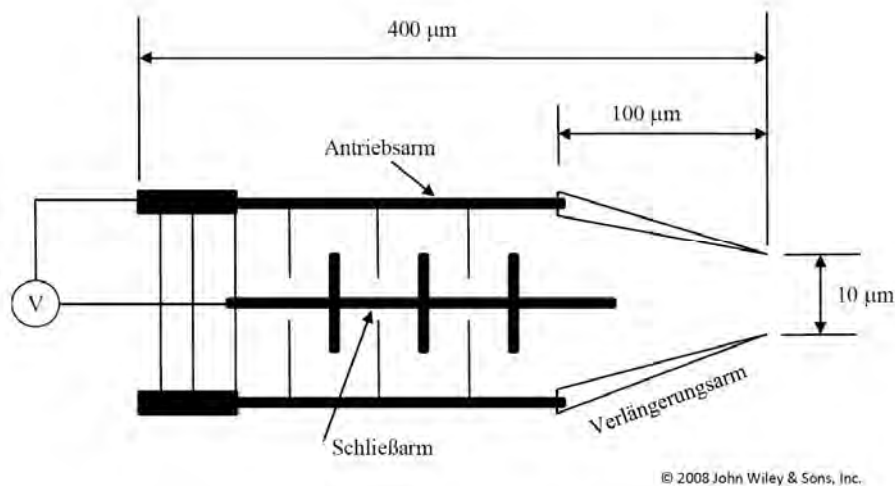


Abbildung 5.7 Schematischer Aufbau eines Kammantriebs (nach Hsu 2008, S.60)

Abbildung 5.5b) und Abbildung 5.7 zeigen schematisch den Aufbau eines Kammantriebs. Nach Abbildung 5.7 beträgt die Länge der Greifer $400\text{ }\mu\text{m}$ und der Abstand zwischen Antriebs- und Verlängerungsarm ist $10\text{ }\mu\text{m}$. Sobald eine Spannung auf den Antriebsarm und den Schließarm addiert wird, beginnt die Greifwirkung an der Spitze des Mikrogreifers, indem sich der Antriebsarm biegt. Die von den versetzten Kondensatorplatten erzeugte elektrostatische Kraft richtet die Platten in der Elektrodenrichtung aus und führt so zur Biegung des Antriebsarms. Beispielsweise sind diese Mikrogreifer geeignet für Roboter in Mikrofertigungsprozessen oder in der Mikrochirurgie (siehe auch MemsEdu 2014).

Eine weitere Anwendung des elektrostatischen Wirkungsprinzips sind *Mikromotoren* (vgl. Hsu 2008). Es werden lineare Motoren und rotierende Motoren unterschieden. Beide Arten beruhen auch auf dem Prinzip „Variation der Flächen“ (siehe Abbildung 5.5b) und Abbildung 5.8). Für Motoranwendungen werden Plattenkondensatoren verwendet, deren untere und obere Platten einen bestimmten Versatz aufweisen. Dieser Plattenversatz ändert sich zwischen zwei benachbarten Plattengruppen. Durch eine phasenweise Ansteuerung übernimmt dann immer eine Kondensatorgruppe den Antrieb in einer Phase.

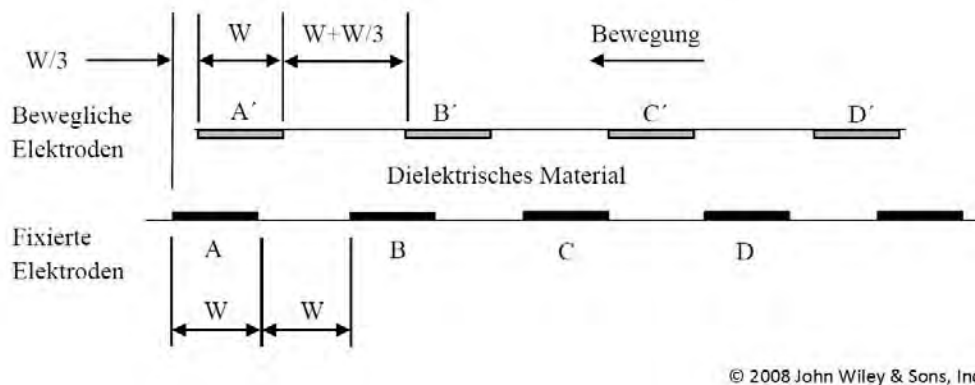


Abbildung 5.8 Wirkungsprinzip für elektrostatische Motoren (nach Hsu 2008, S.64)

Abbildung 5.8 zeigt ein Beispiel für einen *linearen Motor*. Der Motor besteht aus zwei parallelen Platten, die eine Anzahl von Elektroden enthalten. Die untere Platte ist fixiert und die obere beweglich. Der Raum zwischen den Platten ist von dem dielektrischen Material erfüllt. Die Länge jeder Elektrode ist W und der

Abstand zwischen den benachbarten Elektroden ist $W+W/3$. Die ersten zwei Platten sind um $W/3$ versetzt. Wird eine Spannung auf die Elektroden A und A' angelegt, üben die Platten eine Anziehungskraft aus und die obere Platte bewegt sich aufgrund der elektrostatischen Kraft so lange nach links, bis A und A' total in der Elektrodenrichtung ausgerichtet sind. In diesem Moment sind die Elektroden B und B' wieder um $W/3$ versetzt. Wird nun eine Spannung auf B und B' angelegt, bewegt sich die obere Platte um $W/3$ nach links. Diese Situation wiederholt sich für C-C', D-D' etc. Dadurch entsteht kontinuierlich eine Antriebskraft.

Das Funktionsprinzip für *rotierende Motoren* ist ähnlich wie das linearer Motoren. In Abbildung 5.9 ist ein elektrostatisch angetriebener LIGA-Motor dargestellt (LIGA siehe auch Kapitel 3.5). Dieser Motor kann relativ große Drehmomente durch den zahnradartigen Aufbau der Elektroden und deren große Tiefe (hier 100 μm Nickel durch galvanische Abformung) erzeugen (Mescheder 2004). Der Antrieb entspricht dem in Abbildung 5.8 vorgestellten Prinzip und erfolgt über die sechs äußeren Statoren, indem zwei benachbarte Statoren gegenüber den Rotorzähnen einen Phasenversatz aufweisen. Zwei gegenüberliegende Statoren haben wieder die gleiche Phasenlage. Durch sequentielle Anlegung der elektrischen Spannung auf die drei Statorpaare wird folglich ein kontinuierlicher Antrieb erreicht. So muss der innenliegende Rotor selbst nicht elektrisch kontaktiert werden und dreht sich um die Nabe in Bildmitte kontinuierlich. Der Elektrodenabstand beträgt in diesem Fall 4 μm . So können bei einer Steuerspannung von ca. 100 V Drehmomente von $1.5 \cdot 10^{-12}$ Nm erreicht werden. Das Funktionsprinzip ist anschaulich auf MemsEdu (2014) dargestellt.

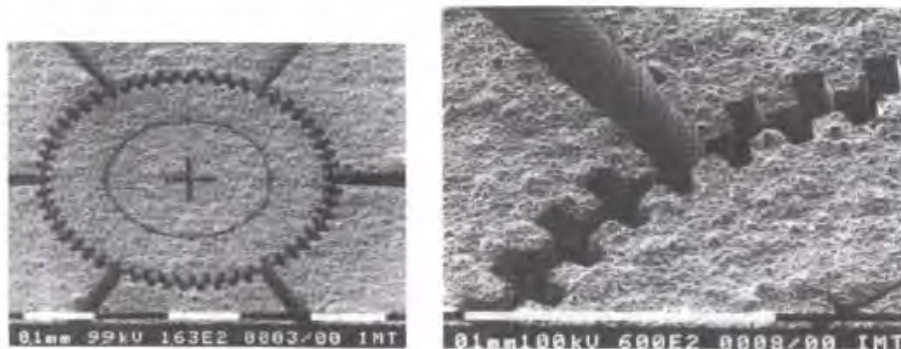


Abbildung 5.9 Elektrostatisch angetriebener LIGA-Motor, links: Übersicht – sechs äußere Statoren treiben den innenliegenden Rotor an, rechts: Detail der Elektrodenstruktur (Mescheder 2004, S.166)

5.2 Piezoelektrische Aktoren

5.2.1 Wirkungsprinzip

Unter dem piezoelektrischen Effekt wird nach Mescheder (2004) die Umwandlung von mechanischer Energie (z.B. durch eine Deformation oder mechanische Spannung) in elektrische Energie (dargestellt z.B. in einem elektrischen Feld oder einem Verschiebungsstrom) verstanden.

Wenn eine mechanische Belastung in Form einer Kraft F auf einen Piezowandler ausgeübt wird, verlagern sich der positive ($Q+$) und negative Ladungsschwerpunkt ($Q-$). Dadurch entsteht eine elektrische Spannung zwischen den gegenüberliegenden metallisierten Elektroden (Abbildung 5.10). Dieser Effekt wird als direkter piezoelektrischer Effekt bezeichnet und wird beispielsweise bei Beschleunigungssensoren (siehe Kapitel 6.1.1) angewendet. Dieser Effekt tritt u.a. auch bei Knochen auf. Sobald ein Knochen an einer Stelle belastet wird, werden Knochenbildungszellen durch entstehende Ladung angezogen, wandern an diese Stelle und verstärken diese (vgl. Henning 1967).

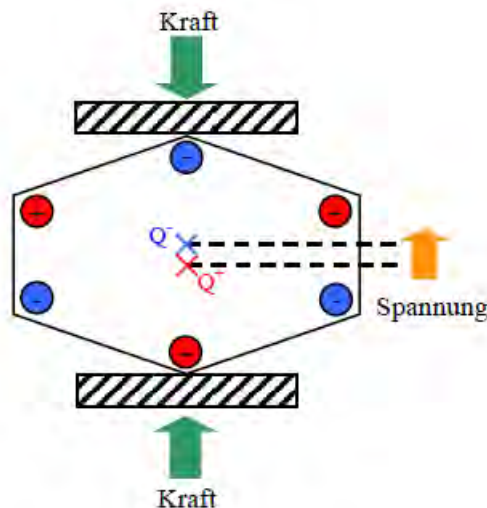
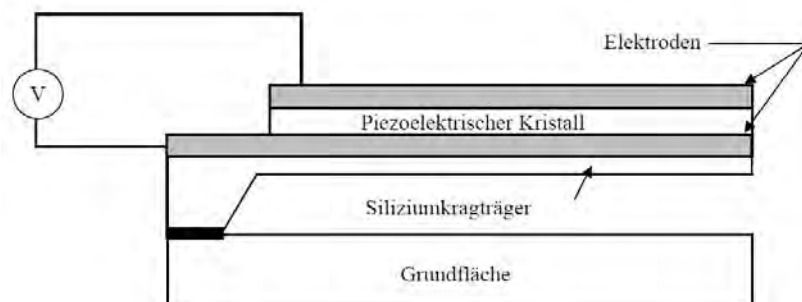


Abbildung 5.10 Direkter Piezoeffekt (Degreen 2010)

Im Gegensatz dazu führt eine an die Elektroden angelegte Spannung zu einer Deformation des Piezowerkstoffes. Die Umkehrung der Wirkungsrichtung (elektrisch $\rightarrow$ mechanisch) nennt man den inversen oder reziproken piezoelektrischen Effekt bzw. Elektrostriktion. Dieser Effekt findet beispielsweise bei Aktoren in Tintenstrahldruckern Anwendung (siehe Kapitel 5.2.3).

Grundsätzlich tritt der Piezoeffekt nur bei bestimmten anisotropen Werkstoffen auf. Die drei wichtigsten Werkstoffgruppen sind nach Dötzel (2006) Piezokristalle, Piezokeramiken und Piezopolymere.

Abbildung 5.11 zeigt das Wirkungsprinzip eines piezoelektrischen Aktors. In dieser Anordnung wird ein flexibler Siliziumkragträger an einen dünnen piezoelektrischen Kristall zwischen zwei elektrisch leitfähigen Elektroden angebracht. Ein Siliziumkragträger meint einen einseitig gelagerten Balken, an dem eine Last hängt. Die angelegte Spannung an die Elektroden führt zu einer Deformation des piezoelektrischen Kristalls. Die Deformation wiederum biegt den angebrachten Siliziumkragträger.



© 2008 John Wiley & Sons, Inc.

Abbildung 5.11 Schematischer Aufbau eines piezoelektrischen Aktors (nach Hsu 2008, S.55)

Theoretisch lässt sich der piezoelektrische Effekt nach Mescheder (2004) mittels der piezoelektrischen Gleichungen bzw. der Zustandsgleichungen (siehe Tabelle 5.2) berechnen, die die physikalischen Größen mechanische Spannung σ , mechanische Deformation ϵ , dielektrische Verschiebung D und elektrische Feldstärke E verbinden. Die Temperatur T und die Entropie S werden als konstant angenommen, da nur isotherme oder adiabatische Zustandsänderungen betrachtet werden.

Nach Mescheder (2004) sind insbesondere die folgenden 4 Fälle für Anwendungen des piezoelektrischen Effekts in der Sensorik und Aktorik interessant:

1. Fall: *mechanisch frei*, d.h. die mechanische Spannung σ bleibt konstant; die mechanische Deformation ϵ ändert sich
2. Fall: *elektrisch frei*, d.h. die elektrische Feldstärke E bleibt konstant

3. *Fall: mechanisch geklemmt*, d.h. die mechanische Deformation ε wird durch starre Ummantelung verhindert und konstant gehalten; die mechanische Spannung σ ändert sich

4. *Fall: elektrisch geklemmt*, d.h. die dielektrische Verschiebung D bleibt konstant.

Die elektrisch freien und geklemmten Zustände können nun jeweils mit den mechanisch freien oder geklemmten kombiniert werden. Es ergeben sich folglich vier Gleichungssysteme, die in Tabelle 5.2 zusammengestellt sind.

Unter die Materialkonstanten fallen die piezoelektrischen Koeffizienten $d_{i\mu}/d_{k\lambda}$ und $g_{i\lambda}/g_{k\mu}$, die piezoelektrischen Module $h_{i\mu}/h_{k\lambda}$ und $e_{i\lambda}/e_{k\mu}$, die Permittivitätskoeffizienten $\hat{\varepsilon}_{ik}$, die Umkehrung der Permittivitätskoeffizienten β_{ik} und die Elastizitätskonstanten $s_{\lambda\mu}$ und $c_{\lambda\mu}$.

Wenn drei der vier Zustandsgrößen (σ , ε , D , E) vorgegeben und konstant gehalten sind, kann die verbleibende vierte Zustandsgröße daraus abgeleitet werden. Im Fall des elektrisch und mechanisch freien Falls des reziproken piezoelektrischen Effekts sind die drei vorgegebenen Größen σ , E und D . D fließt in die piezoelektrischen Koeffizienten $d_{k\lambda}$ ein (vgl. Gleichung (5.12)). ε kann folglich abgeleitet werden.

Tabelle 5.2 Verknüpfungsrelationen der Zustandsgrößen beim direkten und reziproken piezoelektrischen Effekt mit Materialkonstanten (Mescheder 2004, S.127)

Zustandsart	Direkter piezoelekt. Effekt	Reziproker piezoelekt. Effekt
elektrisch u. mechanisch frei	$D_i = \sum_{k=1}^3 \hat{\varepsilon}_{ik} \cdot E_k + \sum_{\mu=1}^6 d_{i\mu} \cdot \sigma_{\mu}$	$\varepsilon_{\lambda} = \sum_{k=1}^3 d_{k\lambda} \cdot E_k + \sum_{\mu=1}^6 s_{\lambda\mu} \cdot \sigma_{\mu}$
elektrisch geklemmt, mechanisch frei	$E_k = \sum_{i=1}^3 \beta_{ik} \cdot D_i + \sum_{\mu=1}^6 g_{k\mu} \cdot \sigma_{\mu}$	$\varepsilon_{\lambda} = \sum_{i=1}^3 g_{i\lambda} \cdot D_i + \sum_{\mu=1}^6 s_{\lambda\mu} \cdot \sigma_{\mu}$
elektrisch frei, mechanisch geklemmt	$D_i = \sum_{k=1}^3 \hat{\varepsilon}_{ik} \cdot E_k + \sum_{\lambda=1}^6 e_{i\lambda} \cdot \varepsilon_{\lambda}$	$\sigma_{\mu} = \sum_{k=1}^3 e_{k\mu} \cdot E_k + \sum_{\lambda=1}^6 c_{\lambda\mu} \cdot \varepsilon_{\lambda}$
elektrisch u. mechanisch geklemmt	$E_k = \sum_{i=1}^3 \beta_{ik} \cdot D_i + \sum_{\lambda=1}^6 h_{k\lambda} \cdot \varepsilon_{\lambda}$	$\sigma_{\mu} = -\sum_{i=1}^3 h_{i\mu} \cdot D_i + \sum_{\lambda=1}^6 c_{\lambda\mu} \cdot \varepsilon_{\lambda}$

Für Aktoren im *elektrisch und mechanisch freien Fall* hängt die Dehnung ε nicht nur von der mechanischen Spannung σ , sondern auch von der elektrischen Feldstärke E ab (vgl. Tabelle 5.2):

$$\varepsilon_{\lambda} = \sum_{k=1}^3 d_{k\lambda} \cdot E_k + \sum_{\mu=1}^6 s_{\lambda\mu} \cdot \sigma_{\mu} \quad (5.10)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & \dots & \dots & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & \dots & \dots & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & \dots & \dots & d_{36} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & \dots & \dots & s_{16} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} & \dots & \dots & s_{26} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{61} & s_{62} & \dots & \dots & \dots & s_{66} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \vdots \\ \sigma_6 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Die Materialkonstanten $\mathbf{d}$, $\mathbf{g}$, $\mathbf{h}$ und $\mathbf{e}$ bilden 6x3-Matrizen, die Materialkonstanten $\mathbf{c}$ und $\mathbf{s}$ bilden 6x6-Matrizen. Hier stehen der griechische Index (λ , μ) für Zahlen von 1 bis 6 und der lateinische Index (i , k) für Zahlen von 1 bis 3.

Die jeweiligen Werte hängen vom Material ab und sind häufig nicht konstant, sondern ändern ihre Werte in Abhängigkeit von einer beteiligten Zustandsgröße.

Die Zahlen 1, 2 und 3 entsprechen den Richtungen des in der Abbildung 5.12 dargestellten Koordinatensystems, wobei die Achse 3 üblicherweise die Polarisationsrichtung des piezoelektrischen Werkstoffes zeigt. Die Zahlen 4, 5 und 6 kennzeichnen die Scherung der Achsen 1, 2 und 3, d.h. es sind mechanische Spannungen, die tangential zu den das Koordinatensystem aufspannenden Flächen auftreten.

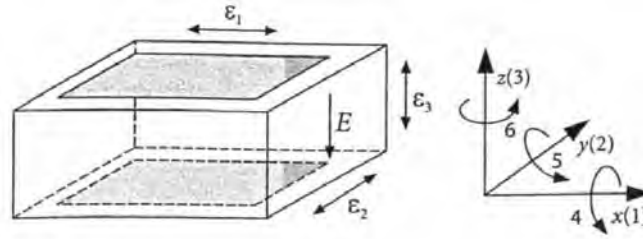


Abbildung 5.12 Koordinatensystem eines piezoelektrischen Aktors (Gerlach und Dötzel 2006, S.270)

Die piezoelektrischen Koeffizienten $d_{k\lambda}$

$$d_{k\lambda} = \frac{\partial D_k}{\partial \sigma_\lambda} = \frac{\partial \varepsilon_\lambda}{\partial E_k} \quad (5.12)$$

verknüpfen die Feldstärke E und die mechanische Deformation ε . Mit den Koeffizienten d_{11} , d_{22} und d_{33} kann man den sogenannten Längseffekt berechnen, bei dem die Polarisation und die mechanische Belastung parallel gerichtet sind und die Belastung als Normalbelastung wirkt. d_{12} , d_{13} , d_{21} , d_{23} , d_{31} , d_{32} vermitteln den Quer- oder Transversaleffekt, bei dem die Polarisation und die mechanische Belastung senkrecht zueinander stehen. Die Koeffizienten d_{14} , d_{15} , ..., d_{35} , d_{36} werden für den sogenannten Scher- oder Schubeffekt verwendet, bei dem eine Scherspannung wirkt und die Polarisation parallel oder senkrecht zur Schubspannungsachse (d.h. senkrecht oder parallel zur Schubebene) steht (vgl. Mescheder 2004). Die verschiedenen Fälle sind in der Abbildung 5.13 skizziert.

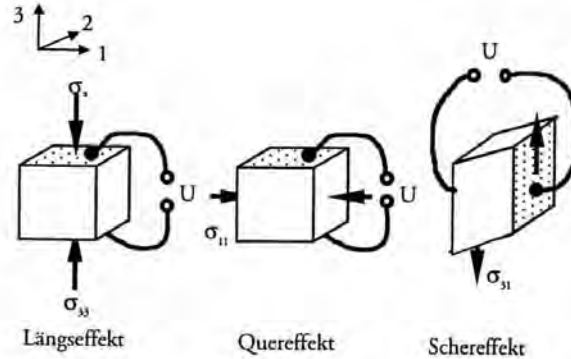


Abbildung 5.13 Anordnung zur Nutzung des piezoelektrischen Effekts bei Sensoren oder Aktoren (Mescheder 2004, S.129)

Im unbelasteten Fall, d.h. $\sigma_\mu = 0$, folgt aus Gleichung (5.10):

$$\varepsilon_\lambda = \sum_{k=1}^3 d_{k\lambda} \cdot E_k \quad (5.13)$$

Die Richtung des elektrischen Feldes ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Für die mechanische Deformation bzw. die relative Längenänderung ε in der z -Richtung folgt:

$$\varepsilon_3 = d_{13} \cdot E_1 + d_{23} \cdot E_2 + d_{33} \cdot E_3 \quad (5.14)$$

Da kein elektrisches Feld in x - und y -Richtung existiert, sind E_1 und E_2 gleich Null. Daher kann Gleichung (5.14) wie folgt geschrieben werden:

$$\varepsilon_3 = d_{33} \cdot E_3 \quad (5.15)$$

Mit $\varepsilon_3 = \Delta z/z$ und $E_3 = U/z$ (z ist die Abmessung des Piezowandlers in z -Richtung) folgt:

$$\Delta z = d_{33} \cdot U. \quad (5.16)$$

Dies ist der longitudinale Effekt, da Dehnung und E-Feld parallel sind.

Für die x-Richtung gilt:

$$\varepsilon_1 = d_{31} \cdot E_3 \quad (5.17)$$

Mit $\varepsilon_1 = \Delta x/x$ und $E_3 = U/z$ (x ist die Abmessung des Piezowandlers in x-Richtung) folgt:

$$\Delta x = x \cdot d_{31} \cdot \frac{U}{z}. \quad (5.18)$$

Die Längenänderung in y-Richtung ergibt sich analog zur x-Richtung:

$$\Delta y = y \cdot d_{32} \cdot \frac{U}{z}. \quad (5.19)$$

Die Längenänderung in x- und y-Richtung verdeutlicht den transversalen Effekt; Dehnung und E-Feld sind senkrecht zueinander.

Die Größen der piezoelektrischen Koeffizienten einiger wichtiger piezoelektrischer Werkstoffe sind u.a. in Tabelle 5.3 tabellarisch dargestellt und in Mescheder (2004, S.128) zu finden.

Tabelle 5.3 Eigenschaften wichtiger piezoelektrischer Materialien (nach Völklein und Zetterer 2000)

Material	piezoelektrischer Koeffizient d_{ij} (10^{-12} m/V)	Kopplungsfaktor k_{ij}	elastischer Koeffizient $s_{\mu\nu}^E$ (10^{-12} m ² /N)	relative Dielektrizitätskonstante ε_{ij}^σ	Curie-Temperatur T_C (°C)
α-Quarz	$d_{11} = 2,3$ $d_{12} = -2,3$ $d_{14} = 0,73$ $d_{25} = -0,73$	$k_{11} = 0,1$ $k_{14} = 0,016$	$s_{11} = 11,5$ $s_{13} = 84,0$ $s_{14} = -55,4$ $s_{44} = 17,2$	$\varepsilon_{11} = 4,52$ $\varepsilon_{33} = 4,63$	550
LiNbO₃	$d_{15} = 68$ $d_{22} = 21$ $d_{33} = 6$	$k_{15} = 0,64$ $k_{22} = 0,34$ $k_{33} = 0,17$	$s_{11} = 5,8$ $s_{33} = 5,0$ $s_{44} = 17$	$\varepsilon_{11} = 84$ $\varepsilon_{33} = 30$	1150
ZnO	$d_{15} = -12$ $d_{31} = -4,7$ $d_{33} = 12$	$k_{31} = 0,34$ $k_{33} = 0,45$	$s_{33} = 9,6$	$\varepsilon_{33} = 8,2$	
BaTiO₃	$d_{15} = 550$ $d_{31} = -150$ $d_{33} = 190$	$k_{15} = 0,47$ $k_{31} = 0,20$ $k_{33} = 0,49$	$s_{11} = 8,5$ $s_{33} = 8,9$	$\varepsilon_{11} = 1620$ $\varepsilon_{33} = 1900$	120
PZT*	$d_{15} = 584$ (494...784) $d_{31} = -171$ (-94...-275) $d_{33} = 374$ (80...593)	$k_{15} = 0,68$ $k_{31} = 0,33$ $k_{33} = 0,69$	$s_{11} = 15...16$ $s_{33} = 19...20$ $s_{44} = 48$	$\varepsilon_{11} = 1730$ $\varepsilon_{33} = 1700$ (425...1900)	193...490
PVDF*	$d_{31} = 20...23$ $d_{32} = 4$ $d_{33} = -30...-35$	$k_{31} = 0,1 ... 0,13$ $k_{32} = 0,017$ $k_{33} = 0,15...0,2$	$s_{11} = 330...400$ $s_{33} = 185...400$	$\varepsilon_{31} = 10...12$ $\varepsilon_{33} = 4...12$	> Schmelzpunkt (150)

* stark abhängig von Zusammensetzung bzw. Herstellungsbedingungen

Neben den piezoelektrischen Koeffizienten $d_{k\lambda}$ ist der Kopplungsfaktor k^2 auch eine wichtige Kenngröße für die piezoelektrischen Aktoren, um die Qualität der Aktoren vergleichen und bewerten zu können.

Der Kopplungsfaktor im Fall eines Aktors ist:

$$k_{\text{mech}}^2 = \frac{\text{mechanische Energie}}{\text{aufgebrachte elektrische Energie}} = \frac{W_{\text{mech}}}{W_{\text{el}}}. \quad (5.20)$$

Der Kopplungsfaktor eines Sensors ergibt sich auf der Umkehrung des Verhältnisses:

$$k_{\text{el}}^2 = \frac{\text{elektrische Energie}}{\text{aufgebrachte mechanische Energie}} = \frac{W_{\text{el}}}{W_{\text{mech}}}. \quad (5.21)$$

Der Kopplungsfaktor für die piezoelektrischen Aktoren kann aus den vom Material abhängigen Werkstoffkonstanten berechnet werden. Beispielsweise ist dieser für den Longitudinaleffekt nach Mescheder (2004)

$$k_{33}^2 = \frac{d_{33}^2}{s_{33} \cdot \epsilon_{33}}. \quad (5.22)$$

PZT (Blei-Zirkon-Titanat, Perovskit-Struktur) hat einen großen Kopplungsfaktor und damit eine große Leistung; daher bestehen heute die meisten Piezoaktoren aus PZT (vgl. Tabelle 5.3).

Die Energiedichte w und die Kraft F lassen sich analog zum elektrostatischen Fall (siehe Kapitel 5.1) mittels

$$w = \frac{W}{V} = \frac{1}{2} \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot E^2 \triangleq [\ell^0] \text{ und } F = -\frac{dW}{dx} \triangleq [\ell^2] \text{ bestimmen.} \quad (5.23)$$

Dies bedeutet beispielsweise, dass ein Skalierungsfaktor von 0.1 eine Reduktion der Kraft um den Faktor 100 bewirkt. Die Energiedichte bleibt gleich.

5.2.2 Wesentliche Vor- und Nachteile der piezoelektrischen Wandlung

Die Vor- und Nachteile werden in einer Aufzählung zusammengefasst.

Vorteile:

- Der piezoelektrische Aktor kann in einer sehr *kurzen Reaktionszeit* (μs -Bereich) eine relativ *große Kraft* erzeugen. Durch einen aus mehreren piezo-keramischen Schichten aufgebauten Biegewandler können beispielsweise eine Auslenkung von einigen Millimetern und eine Kraft bis zu einigen Newton erzielt werden (Schmid 2005). Mit einem piezoelektrischen Aktor kann eine *Dehnung in beliebiger Richtung* realisiert werden, wie z.B. in Längs-, Quer- oder Scherrichtung.
- Im *statischen* Betrieb ist die *Leistungsaufnahme nahezu Null* und daher vernachlässigbar.

Nachteile:

- Ein großer Nachteil für piezoelektrische Aktoren ist die *hohe Anforderung an die Betriebsspannung*. Es werden Hochvolt-Piezoelektrische Aktoren (Betriebsspannungen bis ca. 1000 V) und Niedervolt-Piezoelektrische Aktoren (Betriebsspannungen bis ca. 150 V) unterschieden. In den letzten Jahren wurde eine neue Technik, die sog. Multi-Layer-Technik, entwickelt, um die niedrigen Betriebsspannungen ($< 60 \text{ V}$) zu senken (Mescheder 2004).
- Nachteilig sind auch die *Nichtlinearität* und der *Hystereseeffekt* (Abbildung 5.14). Beide Effekte werden durch die von den beteiligten Zustandsgrößen abhängigen piezoelektrischen Koeffizienten verursacht. In Abbildung 5.14 ist zu erkennen, dass die Kennlinien von 0-500 V und 500-0 V unterschiedlich sind. D.h. sie bilden eine Schleife. Dieser Effekt wird als Hystereseeffekt bezeichnet. Der Hystereseeffekt kann beispielsweise durch den Betrieb im Kleinsignalbereich, in dem die Kennlinie des Piezostapels als linear angesehen werden kann, reduziert werden (Mescheder 2004).
- Der *hohe Preis* ist nachteilig für die piezoelektrischen Aktoren.

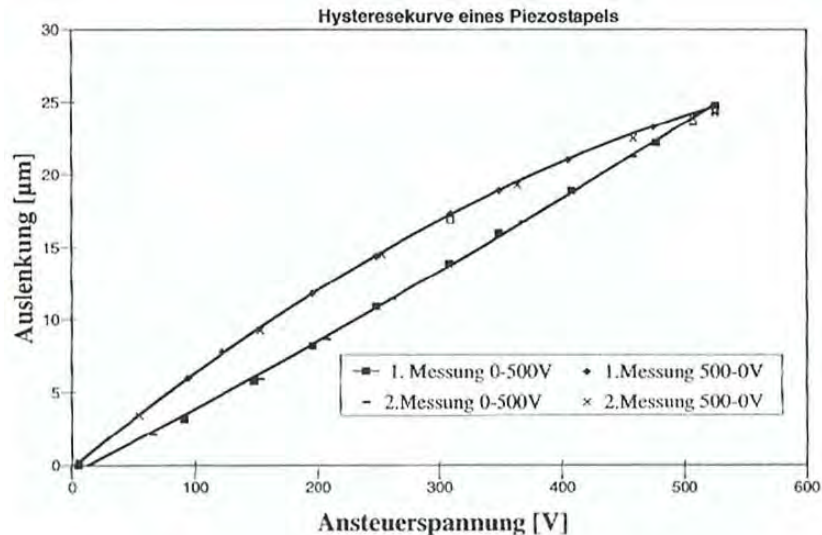


Abbildung 5.14 Hysterese und Nichtlinearität eines Piezostapels (Mescheder 2004, S.130)

Eine ergänzende Zusammenfassung der Vor- und Nachteile von piezoelektrischen Aktoren ist in Janocha (2004) zu finden.

5.2.3 Realisierungsbeispiele für piezoelektrische Aktoren

Die folgenden Realisierungsbeispiele sind dem *elektrisch und mechanisch freien* Fall von Mescheder (2004) zuzuordnen.

Tintenstrahl-druckköpfe sind ein typisches Beispiel für piezoelektrische Aktoren. Das Prinzip ist in Abbildung 5.15 dargestellt.

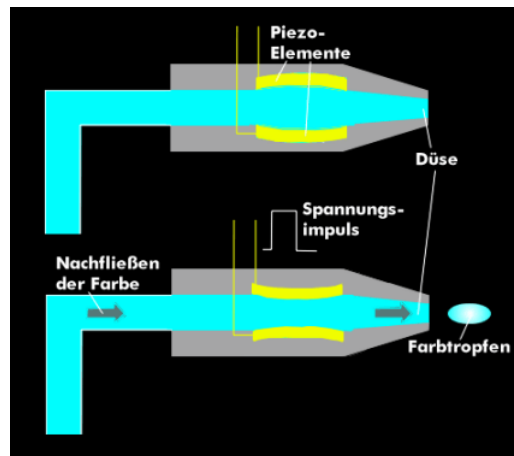


Abbildung 5.15 Piezoelektrisches Druckverfahren (ITWissen 2014)

Die Piezokristalle sind in Ruhe, wenn keine Spannung angelegt wird. Wenn auf die Piezokristalle ein kurzzeitiger Spannungsimpuls wirkt, verformt sich der Piezokristall, der sich hinter einer Druckdüse befindet. Der verformte Piezokristall erzeugt eine mechanische Spannung auf die Tintenkammer. Unter hohem Auslassdruck wird ein Farbtropfen aus der Düse auf das Papier ausgestoßen. Eine umgekehrte Richtung der Spannung kann dazu führen, dass sich der Piezokristall in die andere Richtung verformt und dadurch die Tinte aus dem Vorratsbehälter in den Düsenbereich gezogen wird. Mit diesem Piezoverfahren kann auch die Größe des Tropfens unter den unterschiedlichen Spannungen eingestellt werden (Abbildung 5.16).

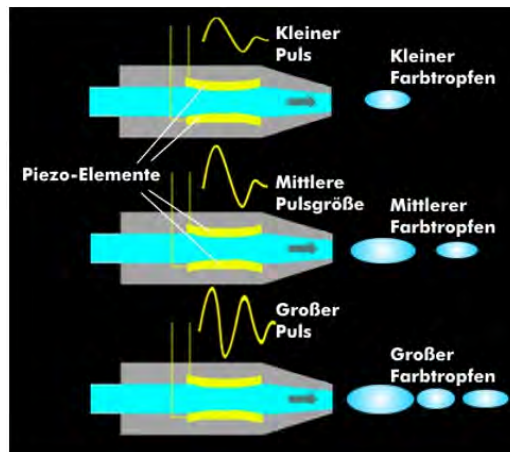


Abbildung 5.16 Erzeugung unterschiedlich großer Farbpunktgrößen beim Piezodrucker (ITWissen 2014)

Eine weitere Anwendung des piezoelektrischen Effekts sind *Piezoventile* in der Medizintechnik und der Laborautomatisierung. Bei Piezoventilen wird eine Piezokeramik verwendet, die mit einem gleich langen passiven leitfähigen Träger verbunden ist (Abbildung 5.17). Wird eine Spannung angelegt, zieht sich die Piezokeramik unter dem piezoelektrischen Effekt zusammen. Das führt zu einer Abbiegung des passiven, leitfähigen Trägers nach oben. Anhand dieses Prinzips kann der Piezoaktor als Piezoventil angewendet werden (siehe Abbildung 5.18).

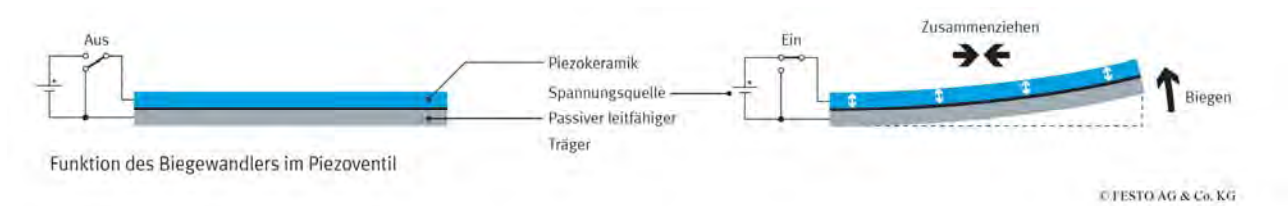


Abbildung 5.17 Prinzip der Piezoventile (FESTO 2014)

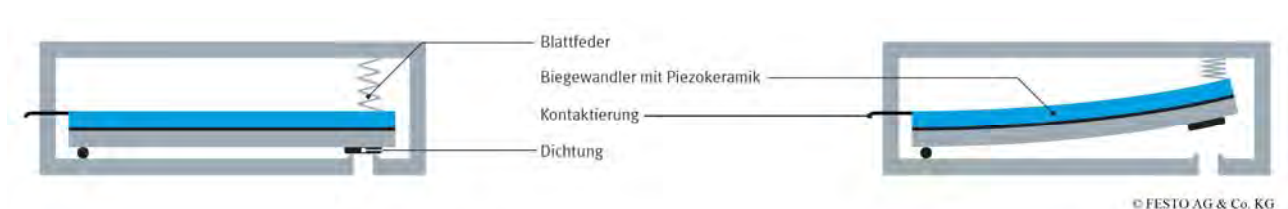


Abbildung 5.18 Realisierungsbeispiel des Piezoelektrischen Aktors als ein Piezoventil (FESTO 2014)

5.3 Elektromagnetische Aktoren

5.3.1 Wirkungsprinzip

Bei elektromagnetischen Aktoren wird elektrische Energie unter Ausnutzung elektromagnetischer Felder in mechanische Energie umgewandelt. Nach Mescheder (2004) können zwei unterschiedliche Wirkungsprinzipien verwendet werden, um eine Kraft zu erzeugen. Dies sind das sogenannte elektrodynamische oder induktive Prinzip (Lorentzkraft auf bewegte Ladungen durch ein magnetisches Feld B) und das Reluktanzprinzip (elektromagnetische Kraft durch Reluktanzänderung zwischen zwei weichmagnetischen Teilen). Beide Prinzipien werden im Folgenden beschrieben.

5.3.1.1 Elektrodynamische Aktoren

Das Wirkungsprinzip von elektrodynamischen Aktoren beruht auf der Lorentzkraft. Wenn sich der stromdurchflossene Leiter in einem Magnetfeld befindet, wird eine Kraft – die Lorentzkraft – auf den Leiter ausgeübt.

Die Lorentzkraft F_L auf einen Leiter der Länge ℓ , der sich in einem längs ℓ örtlich konstanten Magnetfeld B befindet und von einem Strom I durchflossen wird, ist:

$$F_L = I \cdot \ell \times \mathbf{B} \text{ bzw. } F_L = I \cdot \ell \cdot B \cdot \sin(\ell, \mathbf{B}). \quad (5.24)$$

Bei der Konstruktion der Systeme wird angestrebt, dass $\sin(\ell, \mathbf{B}) = \sin 90^\circ = 1$ ist. So vereinfacht sich Gleichung (5.24) wie folgt:

$$F_L = I \cdot \ell \cdot B. \quad (5.25)$$

Die Richtung der Lorentzkraft kann mittels der Rechte-Hand-Regel bestimmt werden: der Daumen zeigt in die Stromrichtung, der Zeigefinger zeigt in die Richtung des Magnetfeldes und der Mittelfinger zeigt in die Richtung der Lorentzkraft (Abbildung 5.19).

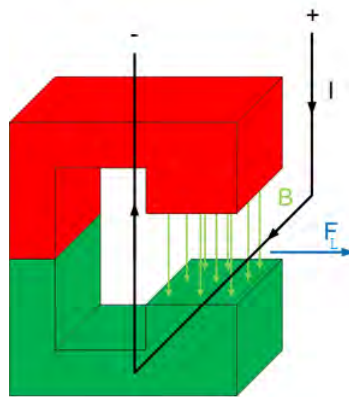


Abbildung 5.19 Schematische Darstellung des elektrodynamischen Prinzips (nach Elektro-Archiv 2014)

Für die Lorentzkraft zwischen parallelen Leitern (Abbildung 5.20) gilt

$$\mathbf{F}_{L,2} = I_2 \cdot \ell_2 \times \mathbf{B}_1. \quad (5.26)$$

Ein Leiter 1, der vom Strom der Stärke I_1 durchflossen wird, besitzt im Abstand r ein Magnetfeld vom Feldstärkebetrag

$$B_1 = \mu \cdot \frac{I_1}{2\pi r}. \quad (5.27)$$

μ ist die magnetische Permeabilität. Die Lorentzkraft auf den zweiten Leiter beträgt folglich

$$\mathbf{F}_{L,2} = I_2 \cdot \ell_2 \times \mathbf{B}_1 = I_2 \cdot \ell_2 \cdot \mu \cdot \frac{I_1}{2\pi r} \cdot \mathbf{e}_r. \quad (5.28)$$

Mit $I = j \cdot A$ (j = Stromdichte, A = Querschnittsfläche des Leiters) folgt

$$\mathbf{F}_{L,2} = I_2 \cdot \ell_2 \times \mathbf{B}_1 = j \cdot A_2 \cdot \ell_2 \cdot \mu \cdot \frac{j \cdot A_1}{2\pi r} \cdot \mathbf{e}_r \triangleq [\ell^4]. \quad (5.29)$$

Die Stromdichte j wird als konstant angenommen; sie skaliert folglich nicht. Folglich skaliert die Lorentzkraft beim Übergang von der Makro- in die Mikrowelt mit ℓ^4 . Dies bedeutet, dass sich die Lorentzkraft bei einem Skalierungsfaktor der Abmessung von 0.1 um das 10.000 fache verkleinert.

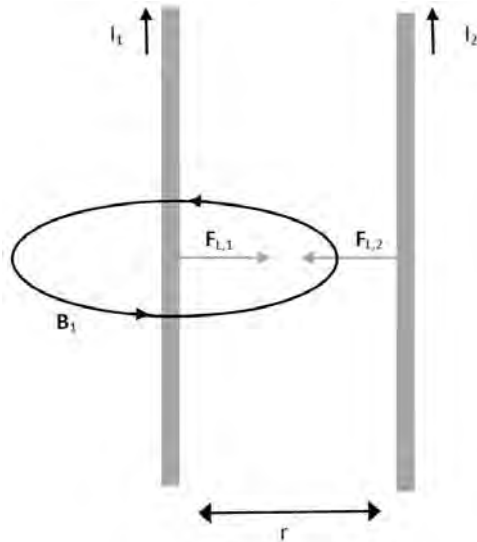


Abbildung 5.20 Lorentzkraft zwischen parallelen Leitern (nach Suleder 2015)

In den praktischen Anwendungen wird das Magnetfeld oft von einem Permanentmagneten erzeugt, da Permanentmagnete nicht skalieren. In diesem Fall ist die Lorentzkraft

$$\mathbf{F}_L = I \cdot \boldsymbol{\ell} \times \mathbf{B}_{\text{perm}} = \mathbf{j} \cdot \mathbf{A} \cdot \boldsymbol{\ell} \times \mathbf{B}_{\text{perm}} \quad \hat{=} [\ell^3]. \quad (5.30)$$

Die magnetische Energiedichte beträgt

$$w = \frac{W}{V} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{B^2}{2} \quad \hat{=} [\ell^2] \dots [\ell^0]. \quad (5.31)$$

Im Fall der elektrodynamischen Aktoren beträgt die Skalierung der Energiedichte ℓ^2 ; im Fall der Verwendung eines Permanentmagneten erfolgt die Skalierung der Energiedichte mit ℓ^0 .

5.3.1.2 Reluktanzaktoren

Die meisten elektromagnetischen Aktoren beruhen auf dem Reluktanzprinzip, da die elektrodynamischen Aktoren eine vollständige 3D-Strukturierung erfordern (Mescheder 2004).

Die Reluktanz R_m heißt auch magnetischer Widerstand. Sie ist definiert als der Quotient aus der magnetischen Spannung U_m und dem magnetischen Fluss Φ :

$$R_m = \frac{U_m}{\Phi}. \quad (5.32)$$

Die Beziehung ist ähnlich wie das Ohmsche Gesetz für den elektrischen Stromkreis. Die Reluktanz für ein Element mit gleichmäßigem magnetischem Fluss ist:

$$R_m = \frac{\ell}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}, \quad (5.33)$$

wobei $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ die magnetische Permeabilität, ℓ die Länge und A die Querschnittsfläche des magnetischen Leiters ist.

Der einfachste Reluktanzaktor besteht nur aus einer stromdurchflossenen Spule und einem (Weich-) Eisenkörper. Die stromdurchflossene Spule erzeugt ein Magnetfeld. Das Magnetfeld übt eine Anziehungskraft auf den Eisenkörper aus (siehe Abbildung 5.21 links).

Die magnetische Wirkung wird verstärkt, wenn das von der Spule erzeugte Magnetfeld in einem magnetisch sehr gut leitfähigen Eisenkern geführt wird (Abbildung 5.21 rechts). Durch die Reluktanzkraft bewegt sich der Eisenkörper (unter konstant gehaltenem Strom) in die Position, in der das Magnetfeld am größten ist. Die Reluktanz ist folglich am kleinsten (vgl. Gleichung (5.32)).

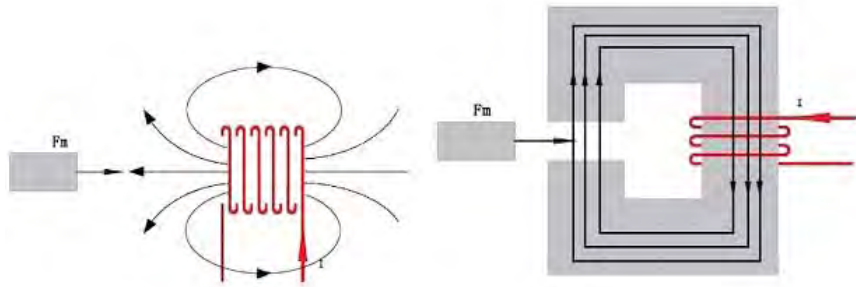


Abbildung 5.21 Reluktanzkraft, links: ohne Eisenkern, rechts: mit Eisenkern (nach Bolte 2011)

Die Reluktanzkraft F_m lässt sich aus der wegabhängigen Änderung der magnetischen Energie berechnen. Nach Pawelczak (2005) kann die magnetische Feldenergie W und die Energiedichte w einer stromdurchflossenen Spule unter Annahme eines idealen Magnetkreises und unter Vernachlässigung von Hystereseeffekten, magnetischen Streuflüssen und Eisenverlusten wie folgt angegeben werden:

$$W = \frac{1}{2} I^2 \cdot L \triangleq [\ell^5], \quad w = \frac{W}{V} = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{B^2}{2} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{B^2}{2} \triangleq [\ell^2], \quad (5.34)$$

wobei I die Stromstärke und L die Induktivität der Spule ist. Für die Reluktanzkraft F_m gilt:

$$F_m = \frac{dW}{dx} = \frac{I^2}{2} \cdot \frac{\partial L(x)}{\partial x} \triangleq [\ell^4], \quad \text{mit } L(x) = \frac{N^2}{R_m(x)} \triangleq [\ell^1] \quad \text{und} \quad R_m(x) = \frac{x}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \triangleq [\ell^{-1}], \quad (5.35)$$

wobei N die Windungszahl der Spule und x die Spaltbreite ist. Nach Pawelczak (2005) benötigen Reluktanzaktoren wegen der unidirektionalen Richtwirkung eine äußere Kraft für die Rückstellung. Diese kann über eine Feder, Membran oder einen weiteren Elektromagneten erfolgen. Die Energiedichte skaliert analog zu den elektrodynamischen Aktoren mit $[\ell^2]$.

Bei MEMS-Beschleunigungssensoren beispielsweise wird mechanische Energie unter Ausnutzung elektromagnetischer Felder in elektrische Energie umgewandelt. Dies geschieht durch die Messung der infolge der Veränderung des Magnetfelds auftretenden (Hall-)Spannung oder des elektrischen Widerstands (siehe Kapitel 6.1.1).

5.3.2 Wesentliche Vor- und Nachteile der elektromagnetischen Wandlung

Die Vor- und Nachteile werden in einer Aufzählung zusammengefasst.

Vorteile:

- Die erreichbaren *Kräfte und Bewegungshübe* sind sehr *groß*. Nach Pawelczak (2005) liegen Linearhübe von Reluktanzaktoren für elektrische Kleinstmaschinen im Bereich einiger Millimeter, wobei Haltekräfte bis zu einigen Hundert Newton erzielt werden können.
- Nach Schmid (2007) können die *notwendigen Schaltspannungen* je nach Design der Strukturen sehr *gering* sein.

Nachteile:

- Nach Heinz (2006) ist vor allem nachteilig, dass der *Strombedarf* zur Erzeugung des Magnetfeldes *groß* ist. Die damit verbundene Verlustleistung schlägt sich in einer hohen Eigenerwärmung nieder.
- Nach Schmid (2007) sind *spezielle Materialien* notwendig; die *technologische Realisierung* ist *anspruchsvoll*.
- Die magnetischen Kräfte skalieren bei einer Verkleinerung ungünstig; daher dominieren elektromagnetische Aktoren in Makroanwendungen.

5.3.3 Realisierungsbeispiele für elektromagnetische Aktoren

Tauchspulenaktoren sind eine typische Anwendung des elektrodynamischen Wirkungsprinzips. Diese werden hauptsächlich als Schallwandler in Lautsprechern oder Kopfhörern verwendet (vgl. Gerlach und Dötzel 2006).

Die Reluktanzaktoren werden oft auch als *Hubmagnet* eingesetzt. Wie in der Abbildung 5.22 dargestellt, wird eine Spule um einen Eisenkern gewickelt. Wenn ein Strom durch die Spule fließt, erzeugt die Spule ein Magnetfeld. Das Magnetfeld wird durch den Eisenkern verstärkt. So kann ein hoch-permeabler Eisenkörper unter Einfluss des Magnetfeldes nach oben gezogen werden.

Weitere Anwendungen von Reluktanzaktoren sind u.a. Drehmagnete und Schrittmotoren (Pawelczak 2005).

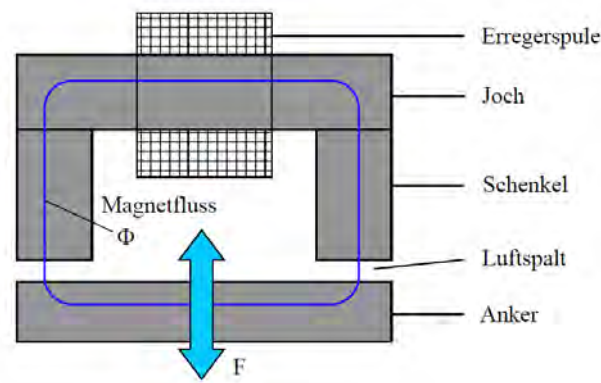


Abbildung 5.22 Schematische Darstellung eines Hubmagnet-Aktors (nach Czichos 2006 – with kind permission of Springer Science+Business Media)

5.4 Thermische Aktoren

5.4.1 Wirkungsprinzip

Die thermischen Aktoren basieren auf einer zweistufigen Energiewandlung – im Gegensatz zu den zuvor vorgestellten drei Aktoren, die die elektrische Energie direkt in mechanische Energie umwandeln. Zuerst wird die elektrische Energie in Wärme umgewandelt. Danach führt die Wärme zu einer Ausdehnung oder einer Deformation des Werkstoffes. In dem Deformationsvorgang wird eine Kraft erzeugt und eine mechanische Arbeit verrichtet.

Generell gilt für die thermische Energie Q bzw. die Energiedichte q :

$$Q = c \cdot m \cdot T = c \cdot \rho \cdot V \cdot T \quad \hat{=} [\ell^3] \text{ bzw. } q = \frac{Q}{V} = c \cdot \rho \cdot T \quad \hat{=} [\ell^0], \quad (5.36)$$

wobei c die spezifische Wärmekapazität, m die Masse, ρ die Dichte, V das Volumen und T die Temperatur ist.

Thermische Aktoren können durch unterschiedliche Antriebsprinzipien realisiert werden: u.a. den *Formgedächtniseffekt* der sogenannten Formgedächtnislegierungen (FGL) oder den *Bimetalleffekt* der Bimaterialien.

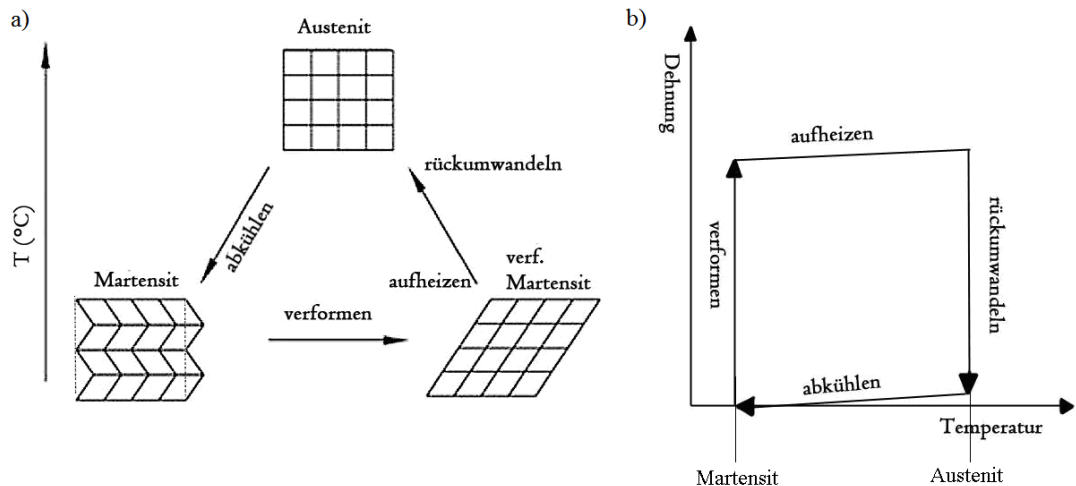


Abbildung 5.23 Formgedächtniseffekt, a) Schematische Darstellung des Formgedächtniseffekts (nach G.RAU 2014), b) Dehnungs-Temperatur-Diagramm des Formgedächtniseffekts (nach Mescheder 2004, S.133)

Die Formgedächtnislegierungen existieren in zwei Zuständen unter verschiedenen Temperaturen. Der Zustand unter der Niedertemperatur heißt Martensit; der Zustand unter der Hochtemperatur wird Austenit bezeichnet (Abbildung 5.23a)). In Kohl (2002) und Mescheder (2004) wird das FGL-Prinzip wie folgt beschrieben: Das Material wird im martensitischen Zustand, nämlich unter Niedertemperatur, plastisch verformt und dann aufgeheizt. Beim Überschreiten der Austenitumwandlungstemperatur springt das Material in den unverformten austenitischen Zustand zurück. Durch eine weitere Abkühlung des Materials, geht das Material vom austenitischen Zustand in den martensitischen Zustand über. Wenn der Deformation während der Rückumwandlung in den Austenit entgegengewirkt wird, tritt eine Kraft auf. Diese Kraft kann für einen Antrieb zum Beispiel einen Schalter verwendet werden. In der Abkühlungsphase verändert sich zwar die Kristallstruktur des Materials, aber die Form des Materials fast nicht. Deshalb tritt keine Kraft während dieser Phase auf. Abbildung 5.23 zeigt eine schematische Darstellung (a)) und ein Dehnungs-Temperatur-Diagramm (b)) des Formgedächtniseffekts. Man spricht im Fall des Formgedächtniseffekts von Abbildung 5.23a) von einem sog. Einwegeffekt, da eine Verformung nur bei der Erwärmung auftritt. Sobald eine Formänderung sowohl beim Erwärmen als auch beim Abkühlen auftritt, bezeichnet man den Formgedächtniseffekt als Zweiwegeffekt.

Ein weiteres Antriebsprinzip stellt der *Bimetalleffekt* dar.

Generell gilt, dass Wärme eine Ausdehnung eines Materials hervorrufen kann. Im Fall von Feststoffen ist die Längenänderung in einem gewissen Bereich proportional zur Temperaturänderung. Diese Proportionalitätskonstante zwischen der Längen- und der Temperaturänderung wird als thermischer Ausdehnungskoeffizient oder Längenausdehnungskoeffizient α bezeichnet. Da die Ausdehnungen in der Quer- und Vertikalrichtung im Vergleich zu der in der Längsrichtung klein sind, können diese vernachlässigt werden.

Für die thermische Ausdehnung ε_T eines Materials z.B. Federstahl mit dem thermischen Ausdehnungskoeffizient α gilt:

$$\varepsilon_T = \frac{\Delta \ell}{\ell(T_1)} = \alpha \cdot \Delta T \quad \hat{=} [\ell^0] \quad \text{mit } \Delta \ell = \ell(T_2) - \ell(T_1), \Delta T = T_2 - T_1, \quad (5.37)$$

wobei T_1 die Bezugstemperatur, T_2 die aktuelle Temperatur und $\ell(T_1)$ und $\ell(T_2)$ die Längen des Materials unter der Bezugstemperatur bzw. der aktuellen Temperatur sind (vgl. Abbildung 5.24).

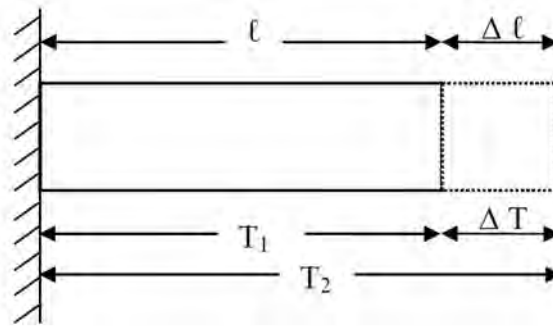


Abbildung 5.24 Thermische Ausdehnung

Allerdings ist die erreichbare Bewegungsamplitude sehr gering, wenn nur die Ausdehnung eines Materials verwendet wird. Nach Schmid (2007) ergibt sich beispielsweise selbst bei einem Material wie Nickel mit einer hohen thermischen Ausdehnung von $12.8 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ bei einer Länge von $1000 \text{ } \mu\text{m}$ und einer Erwärmung um 100 K nur eine Längenänderung von $1.28 \text{ } \mu\text{m}$. Um eine wesentlich größere Bewegungsamplitude zu erreichen, werden üblicherweise zwei unterschiedliche Materialien, die als Bimaterial bezeichnet werden, verwendet. Man spricht dann vom sogenannten Bimetalleffekt (vgl. Gerlach und Dötzel 2006).

Der Bimetalleffekt beruht auf 2 Materialien mit unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten α_1 , α_2 . Beide Materialien werden in der Form eines Biegebalkens zusammen verbunden. Bei Erwärmung von T_1 auf T_2 , dehnen sich die zwei Materialien mit unterschiedlichen Längenänderungen aus. Die ungleiche Längenausdehnung der beiden Schichten führt zu einer Krümmung des Balkens. So verbiegt sich der Zweischicht-Balken nach der Richtung des Materials mit einer kürzeren Längenausdehnung bzw. einem kleineren α (siehe Abbildung 5.25).

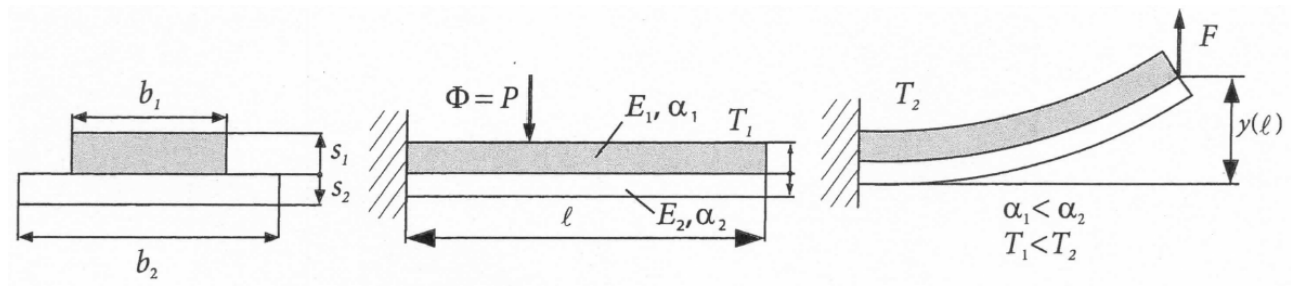


Abbildung 5.25 Krümmung eines Zweischicht-Balkens bei Temperaturänderung $T_1 \rightarrow T_2$, $\Phi = P$ Wärmestrom, ℓ Balkenlänge, b Schichtbreite, s Schichtdicke, α thermischer Ausdehnungskoeffizient, $y(\ell)$ Auslenkung, F Kraft, T Temperatur (Gerlach und Dötzel 2006, S. 282)

Nach Gerlach und Dötzel (2006) gilt für die Auslenkung des freien Balkenendes (siehe Abbildung 5.25)

$$y(\ell) \cong \frac{\ell^2}{2r}, \quad (5.38)$$

wobei der Krümmungsradius r aus

$$r = \frac{(b_1 \cdot E_1 \cdot s_1^2)^2 + (b_2 \cdot E_2 \cdot s_2^2)^2 + 2b_1 \cdot b_2 \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot s_1 \cdot s_2 \cdot (2s_1^2 + 3s_1 \cdot s_2 + 2s_2^2)}{6\Delta\alpha \cdot \Delta T \cdot b_1 \cdot b_2 \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot s_1 \cdot s_2 \cdot (s_1 + s_2)} \quad (5.39)$$

ermittelt werden kann. Dabei ist $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$, $\Delta T = T_2 - T_1$. b_1 , b_2 , s_1 , s_2 , sind die Abmessungen des Bimaterials; E_1 , E_2 stellen die Elastizitätsmodule dar.

Für gleiche Schichtbreiten $b_1 = b_2 = b$, gleiche Schichtdicken $s_1 = s_2 = s$ und gleiche E-Module $E_1 = E_2 = E$, kann die Gleichung (5.39) wie folgt vereinfacht werden:

$$r = \frac{4s}{3\Delta\alpha \cdot \Delta T}. \quad (5.40)$$

Setzt man die Gleichung (5.40) in Gleichung (5.38) ein, gilt

$$y(\ell) = 3\ell^2 \cdot \Delta\alpha \cdot \frac{\Delta T}{8s}. \quad (5.41)$$

Die Kraft F am freien Balkenende berechnet sich mittels

$$F = 3EI \cdot \frac{y(\ell)}{\ell^3}, \quad (5.42)$$

wobei die Biegesteifigkeit EI des Balkens aus

$$EI = \frac{(b_1 \cdot E_1 \cdot s_1^2)^2 + (b_2 \cdot E_2 \cdot s_2^2)^2 + 2b_1 \cdot b_2 \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot s_1 \cdot s_2 \cdot (2s_1^2 + 3s_1 \cdot s_2 + 2s_2^2)}{12(b_1 \cdot s_1 \cdot E_1 + b_2 \cdot s_2 \cdot E_2)}, \quad (5.43)$$

ermittelt wird. EI ergibt sich als Produkt aus Elastizitätsmodul E und Flächenträgheitsmoment I .

Für gleiche Schichtbreiten $b_1 = b_2 = b$ gilt für die Kraft F aus Gleichung (5.42):

$$F = \frac{3b}{4\ell} \cdot \frac{s_1 + s_2}{\frac{1}{s_1 \cdot E_1} + \frac{1}{s_2 \cdot E_2}} \cdot \Delta\alpha \cdot \Delta T \triangleq [\ell^2]. \quad (5.44)$$

Aus Gleichung (5.44) folgt, dass die erzeugte Kraft proportional zur Differenz der Ausdehnungskoeffizienten der beteiligten Materialien ist. Daher sollten zwei Materialien mit einer großen Differenz der Ausdehnungskoeffizienten ausgewählt werden, um eine große Kraft zu erreichen. In der praktischen Anwendung muss gleichzeitig noch eine möglichst einfache und stabile Schichterzeugung berücksichtigt werden. Daher sind mögliche Materialkombinationen nach Mescheder (2004) z.B. Silizium (Si) und Aluminium (Al) oder Siliziumcarbid (SiC) und Aluminium (Al).

Bei MEMS-Beschleunigungssensoren ist das thermische Prinzip auch realisiert. Es wird die Temperaturänderung einer mit Gasmolekülen umhüllten Wärmequelle infolge einer Krafteinwirkung gemessen (siehe Kapitel 6.1.1).

5.4.2 Wesentliche Vor- und Nachteile der thermischen Wandlung

Die Vor- und Nachteile werden nach Heinz (2006) und Schmid (2007) in einer Aufzählung zusammengefasst.

Vorteile:

- Es sind *keine besonderen Materialien nötig*. Für die Realisierung einer Bimetall-Struktur sind zwei Materialien mit unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten nötig.
- Die erforderlichen *Strukturen* sind relativ *einfach* und lassen sich *leicht realisieren*.
- Die erreichbaren *Kräfte* sind *groß*.
- Die *notwendige elektrische Spannung* zur Beheizung der Struktur kann je nach Auslegung des Heizelements *sehr gering* sein.
- Die *Ansprechzeit* ist *kurz* – im Bereich von einigen Millisekunden. Heinz (2006) beschreibt beispielsweise einen elektrothermischen Aktor mit einem maximalen Hub von 215 µm bei einem Leistungsverbrauch von 900 mW und einer Ansprechzeit von 20 ms.

Nachteile:

- Der größte Nachteil des Wirkungsprinzips liegt im geringen Verhältnis zwischen geleisteter mechanischer Arbeit zur eingesetzten elektrischen Arbeit. Der *Wirkungsgrad des Verfahrens* liegt zwischen 10^{-4} - 10^{-6} .

- Es sind *relativ hohe Leistungen notwendig*, sowohl für den Schaltvorgang selbst, als auch um die Struktur im ausgelenkten Zustand zu halten, da die für die Auslenkung erforderliche Temperatur auch im statischen Zustand aufrechterhalten werden muss.

5.4.3 Realisierungsbeispiele für thermische Aktoren

Anwendungen finden thermische Aktoren bisher hauptsächlich in der Makrowelt. Ein Beispiel ist ein elektrothermischer Schalter, der der Gerätesicherung dient. Bei einer hohen Temperatur kann sich der Schalter automatisch aus- oder einschalten; so wird das Überhitzen eines Geräts vermieden. Dieser auf dem Formgedächtniseffekt beruhende elektrothermische Schalter wird als Überhitzungsschutz im Wasser-Durchlauferhitzer angewendet (vgl. in Abbildung 5.26). Wenn der Durchlauferhitzer in Betrieb ist, verformt sich das FGL-Material nicht und bleibt flach (Abbildung 5.26a)). Mit Erhöhung der Temperatur bis zu einer Sicherungstemperatur von z.B. ca. 65° verformt sich das Material vom Martensit- zum Austenitzustand. So biegt sich das FGL-Biegeelement nach oben ab (Abbildung 5.26b)). Dann wird der Schalter abgeschaltet und der Strom wird unterbrochen.

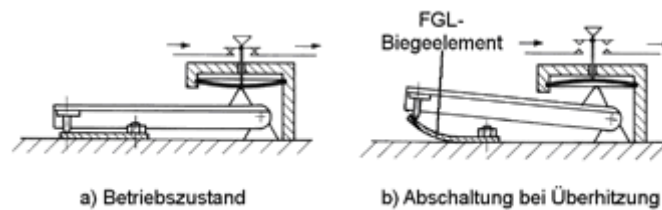


Abbildung 5.26 Überhitzungsschutz eines Durchlauferhitzers (G.RAU 2014)

Ein Beispiel aus der Mikrowelt ist ein elektrothermisches Ventil (Abbildung 5.27), das auf dem Bimetalleffekt beruht. Wenn die Anordnung in Ruhe bleibt, wird die Öffnung von dem Biegebalken abgedeckt, der aus der Nickel-Schicht und der piezoelektrischen Schicht besteht. Wird eine elektrische Spannung auf die Bondpads angelegt, nehmen die Temperaturen von beiden Schichten zu. Da die obere Schicht, die Nickel-Schicht, einen kleineren Ausdehnungskoeffizienten als die untere piezoelektrische Schicht hat, ist die Längenänderung der Nickel-Schicht kleiner als die der piezoelektrischen Schicht. So wird die untere Schicht von der oberen Schicht nach oben gezogen und der Eingang geöffnet. Dieses Biegen lässt die untere Flüssigkeit durch die Öffnung in den Fluidkanal fließen. Obwohl der Funktionsprozess von elektrothermischen Ventilen ähnlich wie der von piezoelektrischen Ventilen ist, werden unterschiedliche Wirkungsprinzipien von beiden Aktoren angewendet.

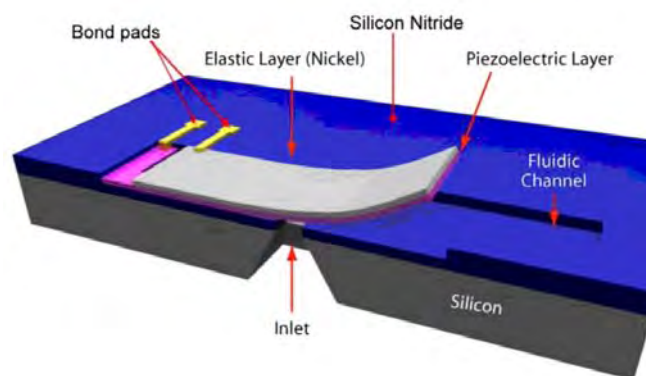


Abbildung 5.27 Thermisches Ventil (SCME 2010b)

Ein weiteres Beispiel stellt der auf dem thermischen Aktorprinzip basierende Tintenstrahldrucker dar. Dies ist die alternative Funktionsweise zur Piezotechnik beim Tintenstrahldrucker (siehe Kapitel 5.2.3). Ein sich im Druckkopf befindendes Heizelement führt zur Erhitzung der Tinte im Düsenkanal. Durch die starke Erhitzung bilden sich Gasblasen, die durch Überdruck Tintentropfen aus der Düse ausstoßen. Durch Rückbildung der Gasblase, kann neue Tinte nachfließen.

5.5 Vergleich der Aktorprinzipien

In Tabelle 5.4 wird das Skalierungsverhalten der Energiedichte und der Kraft der vier wesentlichen Antriebsprinzipien (elektrostatische, piezoelektrisch, elektromagnetisch, thermisch) zusammengefasst.

Die Wirkung der Kraft F beim Übergang vom Makro- ins Mikrosystem lässt sich zum Beispiel anhand der erreichbaren Beschleunigung a eines Körpers zeigen (siehe Kapitel 4.4):

$$a = \frac{F}{m} = \frac{F}{\rho \cdot V} \triangleq \left[\frac{\ell^F}{\ell^3} \right] = \left[\ell^{F-3} \right]. \quad (5.45)$$

Der Vergleich mit Tabelle 5.4 veranschaulicht, dass der elektrostatische und der piezoelektrische Effekt in Bezug auf die erreichbare Beschleunigung ein günstiges Skalierungsverhalten besitzen. In Schenk (2000) wird dieser Vergleich für mikromechanische Scannerspiegel gemacht. Das elektrostatische Prinzip ist heutzutage das am häufigsten eingesetzte Verfahren in der Mikrosystemtechnik – sowohl für Aktoren als auch für Sensoren (siehe Kapitel 6).

Tabelle 5.4 Vergleich der Aktorprinzipien in Bezug auf die Skalierung der Energiedichte und der Kraft

Aktorprinzip	Energiedichte	Kraft
Elektrostatisch	$\frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot E^2 \triangleq [\ell^0] \quad (5.9)$	$\frac{1}{2} \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot U^2 \cdot \frac{b}{d} \triangleq [\ell^2] \quad (5.5)$ mit $E = \text{konstant}$
Piezoelektrisch	$\sim \text{elektrostatisch} \quad (5.23)$	
Elektromagnetisch	$\frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{B^2}{2} \triangleq [\ell^2] \dots [\ell^0] \quad (5.31)$	$I_2 \cdot \ell_2 \times \mathbf{B}_1 = j \cdot A_2 \cdot \ell_2 \cdot \mu \cdot \frac{j \cdot A_1}{2\pi r} \cdot \mathbf{e}_r \triangleq [\ell^4] \quad (5.29)$ mit $j = \text{konstant}$ $I \cdot \ell \times \mathbf{B}_{\text{perm}} = j \cdot A \cdot \ell \times \mathbf{B}_{\text{perm}} \triangleq [\ell^3] \quad (5.30)$ mit $j, \mathbf{B}_{\text{perm}} = \text{konstant}$
	$\frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{B^2}{2} \triangleq [\ell^2] \quad (5.34)$	$\frac{I^2}{2} \cdot \frac{\partial L(x)}{\partial x} \triangleq [\ell^4] \quad (5.35)$ mit $j = \text{konstant}$
Thermisch	$c \cdot \rho \cdot T \triangleq [\ell^0] \quad (5.36)$	$\frac{3b}{4l} \cdot \frac{s_1 + s_2}{\frac{1}{s_1 \cdot E_1} + \frac{1}{s_2 \cdot E_2}} \cdot \Delta \alpha \cdot \Delta T \triangleq [\ell^2] \quad (5.44)$

6 Grundprinzipien bei MEMS-Inertialsensoren

Unter einem Sensor wird eine Komponente verstanden, die Messgrößen mechanischer, elektrischer, magnetischer, thermischer und chemischer Art in elektrische Messgrößen umwandeln (vgl. Abbildung 5.1).

Gängige Sensoren sind beispielsweise Beschleunigungssensoren (Beschleunigung), Drehratensensoren (Winkelgeschwindigkeit), Magnetfeldsensoren (magnetische Flussdichte), Temperatursensoren (Temperatur), Drucksensoren (Druck), Gassensoren (gasförmige Substanz – Reaktivität, Oxidierbarkeit, ...) etc.

Die vier größten MEMS-Hersteller sind nach Stand Dezember 2014 STMicroelectronics, Robert Bosch, Texas Instruments und Hewlett Packard (YOLE DÉVELOPPEMENT 2013).

In den Anwendungsgebieten der Geodäsie und Navigation (siehe Kapitel 8) spielen neben Magnetfeldsensoren als elektronischer Kompass vor allem Beschleunigungs- und Drehratensensoren eine große Rolle. Es wird im Folgenden daher auf die Grundprinzipien der MEMS-Beschleunigungs- und MEMS-Drehratensensoren eingegangen. Eine aktuelle Auflistung der gängigsten Grundprinzipien ist in Kempe (2011) und YOLE DÉVELOPPEMENT (2012a) zu finden. Grundsätzlich unterscheidet man je nach Grad der Integration 1-achsige, 2-achsige und 3-achsige Sensoren.

6.1 MEMS-Beschleunigungssensoren

Ein Beschleunigungssensor ist ein Sensor, der die auf eine Masse m , eine sog. Probemasse, wirkende Trägheitskraft in Form einer linearen Beschleunigung a bezüglich eines inertialen Koordinatensystems misst.

Die zur Messung der Trägheitskraft eingesetzten Verfahren lassen sich in die folgenden 3 Kategorien einteilen:

- Auslenkungsprinzip: Die Trägheitskraft einer Masse erzeugt eine Auslenkung beispielsweise einer Feder oder eines Pendels. Im Fall einer Feder wirkt die Trägheitskraft der Masse der Federkraft entgegen. Die Auslenkung stellt folglich ein Maß für die Trägheitskraft dar, da die Federkraft bekannt ist. Man spricht bei der direkten Messung der Auslenkung von sog. open-loop Beschleunigungssensoren. Das Beispiel eines Feder-Masse-Systems und mögliche Wandlungsformen sind in Kapitel 6.1.1 beschrieben.
- Kraftkompensationsprinzip: Im Gegensatz zum Auslenkungsprinzip wird hier die Probemasse in ihrer Ruhelage gehalten und die entsprechende Rückstellkraft ermittelt. Man spricht hier von sog. closed-loop Beschleunigungssensoren. Deren Prinzip wird anhand der sog. Pendel-Beschleunigungssensoren in Kapitel 6.1.2 beschrieben.
- Vibrationsprinzip: Bei den resonanten Beschleunigungssensoren ändert sich die bekannte Eigenfrequenz eines vibrierenden Elements beispielsweise eines Balkens. Die sog. „vibrating beam accelerometers“ (VBA) bzw. „vibrating string accelerometers“ sind in Kapitel 6.1.3 beschrieben. Es lassen sich des Weiteren die breitbandige und frequenzselektive Vibrationsmessung unterscheiden (vgl. Scheibner 2005).

6.1.1 Auslenkungsprinzip: Feder-Masse-System

Das Prinzip der Funktionsweise eines Beschleunigungssensors mit Feder-Masse-System ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Die an zwei Federn in einem Gehäuse elastisch aufgehängte Masse m wird durch eine Beschleunigung a des Gehäuses aus ihrer Nullposition (vgl. Abbildung 6.1a)) gelenkt; die Auslenkung Δl ist dabei proportional zur Beschleunigung (vgl. Abbildung 6.1b)). Nach dem 2. Newtonschen Gesetz gilt für die Trägheitskraft

$$F = m \cdot a \tag{6.1}$$

bzw. für die Federkraft

$$F = k \cdot \Delta \ell . \quad (6.2)$$

k ist die Federkonstante (siehe Kapitel 2 und Kapitel 4.1). Für die Beschleunigung a bezüglich eines inertialen Koordinatensystems folgt durch Gleichsetzen beider Kräfte

$$a = \frac{k}{m} \cdot \Delta \ell . \quad (6.3)$$

Zu beachten ist, dass der Beschleunigungssensor nicht zwischen der kinematischen Beschleunigung a und der durch die Schwerkraft hervorgerufenen Beschleunigung g der Prüfmasse unterscheidet. Folglich gilt für die tatsächlich erfasste Beschleunigung bzw. spezifische Kraft (vgl. Abbildung 6.1c); Titterton und Weston 2004, S. 153):

$$\bar{a} = a - g . \quad (6.4)$$

Dies gilt nur, wenn die beiden Beschleunigungen den gleichen Richtungsvektor wie in Abbildung 6.1c) haben. Zum Beispiel werden bei der Neigungsmessung in Fahrzeugen daher zusätzlich Drehratensensoren eingesetzt.

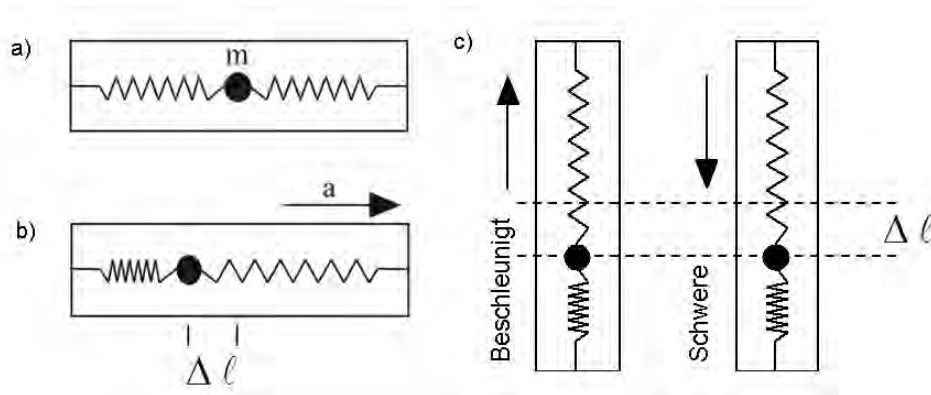


Abbildung 6.1 Grundprinzip eines Beschleunigungssensors mit Feder-Masse-System

Es lassen sich u.a. die nachfolgenden Wandlungsformen unterscheiden:

- Kapazitiv: Messung der Änderung der Kapazität bzw. der Spannung zweier Kondensatoren infolge der Auslenkung der Probemasse.
- Piezoelektrisch: Messung der durch Krafteinwirkung verursachten Deformation an der Oberfläche eines piezoelektrischen Materials (z.B. Kristalle wie Quarz, Keramiken wie Blei-Zirkonat-Titanate, Zinkoxid zur Dünnschichtherstellung) in Form einer Ladungstrennung bzw. elektrischen Spannung.
- Piezoresistiv: Messung der durch mechanische Belastung auftretenden Änderung des spezifischen Widerstands eines Materials. Bei Halbleitermaterialien wie Silizium (siehe Madou 2002; Frühauf 2005) ist der Effekt verglichen mit anderen Werkstoffen am deutlichsten.
- Hall-Effekt: Messung der infolge einer Krafteinwirkung auf ein Masse-Element und der Veränderung des magnetischen Felds auftretenden elektrischen (Hall-)Spannung (siehe Frühauf 2005).
- Magnetoresistiv: Messung der infolge einer Krafteinwirkung auf ein Masse-Element und Veränderung des magnetischen Felds auftretenden Änderung des elektrischen Widerstands.
- Thermisch: Messung der Temperaturänderung einer mit Gasmolekülen umhüllten Wärmequelle infolge einer Krafteinwirkung. Dies wird beispielsweise von MEMSIC realisiert (siehe Bugnacki et al 2001; Kempe 2011; Fennelly et al 2012; Cai et al 2013).

Diese Arten der Wandlung lassen sich auch bei MEMS-Aktoren unterscheiden (siehe Kapitel 5). Weiterführende Informationen sind u.a. in Yazdi et al (1998), Titterton und Weston (2004), Krishnan et al (2007) und Hsu (2008) zu finden.

Exemplarisch wird die am häufigsten bei MEMS-Beschleunigungssensoren umgesetzte *kapazitive Wandlung* erläutert (siehe auch elektrostatisches Aktorprinzip Kapitel 5.1). Der Beschleunigungssensor besteht aus drei Kondensatorplatten, die über Balkenfedern miteinander verbunden sind. Die mittlere Kondensatorplatte ist beweglich und über Balkenfedern mit den beiden äußeren, fixierten Kondensatorplatten verbunden (vgl. Abbildung 6.2).

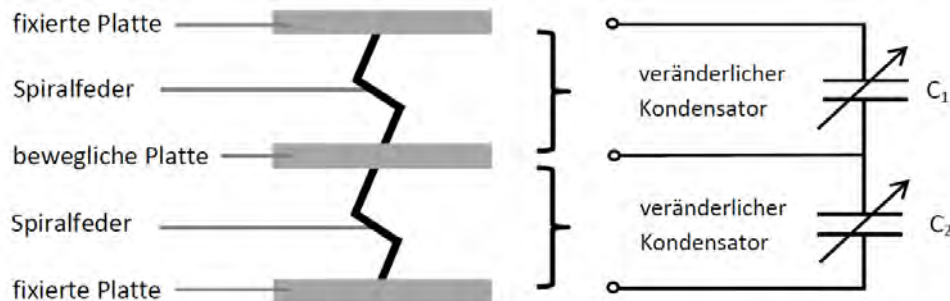


Abbildung 6.2 Aufbau eines kapazitiven Beschleunigungssensors mit Feder-Masse-System (nach Schnabel 2014)

Diese Konstellation zweier Kondensatoren mit veränderlicher Kapazität ermöglicht die Detektion einer Beschleunigung. Die mit einer Beschleunigung verbundene Veränderung des Plattenabstands äußert sich in Form einer Kapazitätsänderung.

Wenn keine Beschleunigung vorliegt, haben die Platten gleiche Abstände zueinander. D.h. die Kapazitäten C_1 und C_2 sind gleich (vgl. Abbildung 6.3). Bei einer Beschleunigung bewegt sich die mittlere Platte entgegen der Bewegungsrichtung, so dass durch die veränderten Abstände der Kondensatorplatten eine Kapazitätsänderung entsteht ($C_1 > C_2$ bzw. $C_1 < C_2$). Diese Kapazitätsänderung ist genähert proportional zur Beschleunigung $a \sim (C_1 - C_2)/(C_1 + C_2)$ (Schmidt 2007).

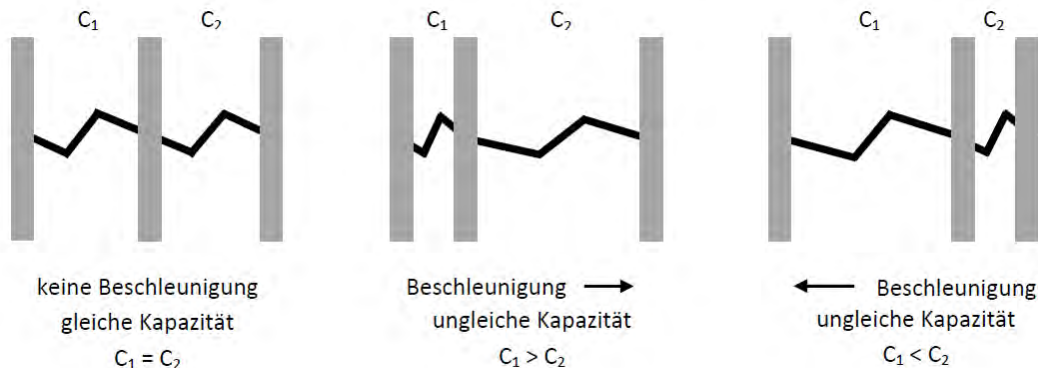


Abbildung 6.3 Funktionsweise eines kapazitiven Beschleunigungssensors mit Feder-Masse-System (nach Schnabel 2014)

Ein Beispiel für einen kapazitiven Beschleunigungssensor mit Feder-Masse-System der Robert Bosch GmbH ist in Abbildung 6.4 zu sehen.

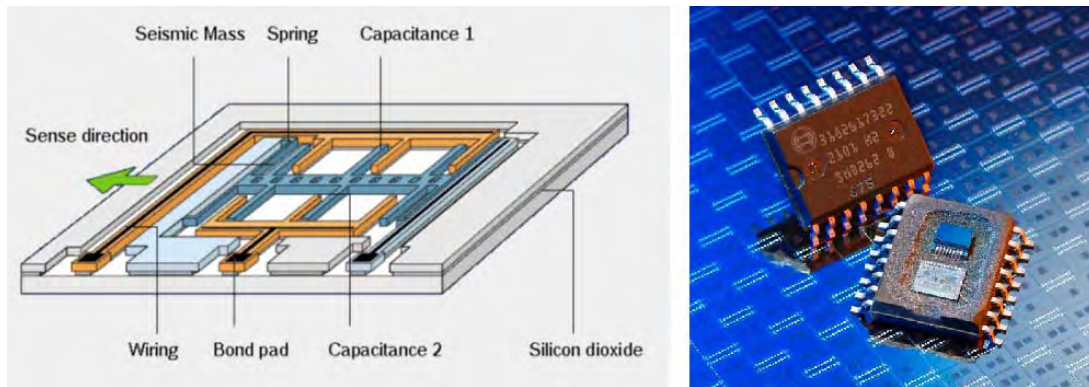


Abbildung 6.4 Kapazitiver Beschleunigungssensor SMB25x/SMB26x der Robert Bosch GmbH: Funktionsprinzip und Sensor (Bosch Semiconductors 2009)

6.1.2 Kraftkompensationsprinzip: Pendel

Das Prinzip der Funktionsweise eines Pendel-Beschleunigungssensors ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Eine Masse m eines Pendels der Länge L (vgl. Abbildung 6.5a)) wird infolge einer Beschleunigung aus der Nullposition ausgelenkt; der Winkel α ist dabei genähert proportional zur Beschleunigung a (vgl. Abbildung 6.5b)). Es gilt (vgl. Lawrence 1998, S.49):

$$\frac{d}{L} \approx \alpha \sim a. \quad (6.5)$$

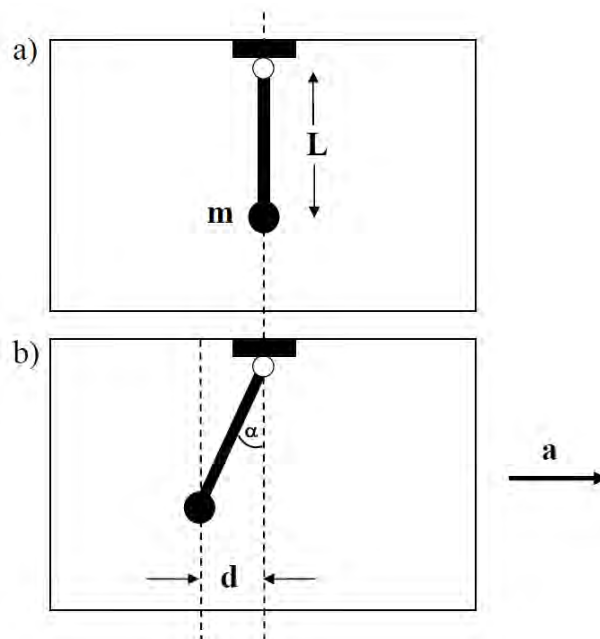


Abbildung 6.5 Grundprinzip eines Pendel-Beschleunigungssensors

Im Folgenden wird – analog zum Feder-Masse-System aus Kapitel 6.1.1 – die kapazitive Wandlung näher beschrieben. Die Probemasse wird entsprechend Abbildung 6.6 in Form zweier Kondensatoren elastisch aufgehängt (siehe Wendel 2011). In Ruhelage gilt für die Kapazitäten C_1 und C_2 beider Kondensatoren mit $C = Q/U$ (siehe auch Kapitel 5.1)

$$C_1 = C_2 = \frac{Q_1}{U_1} = \frac{Q_2}{U_2}. \quad (6.6)$$

Hier bezeichnet Q die Ladung und U die Spannung. Bei einer auftretenden Beschleunigung wird die Probemasse ausgelenkt; die Kapazitäten ändern sich. Dies kann durch die Spannungen U_1 und U_2 gemessen

werden. Im closed-loop-Betrieb werden dann gezielt Ladungen $\Delta q = I \cdot \Delta t$ (I Strom, t Zeit) auf die Kondensatorplatten angebracht, um die Ruhelage wieder zu erreichen. Für die elektrostatische Kraft F folgt:

$$F = \frac{Q_1^2}{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \ell \cdot b} - \frac{Q_2^2}{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \ell \cdot b}. \quad (6.7)$$

Hier bezeichnet ε_0 die Dielektrizitätskonstante im Vakuum, ε_r die relative Dielektrizitätskonstante, ℓ die Länge und b die Breite der Kondensatorplatten. Durch Einsetzen von

$$Q_1 = Q + \Delta q \text{ und } Q_2 = Q - \Delta q \quad (6.8)$$

ergibt sich

$$F = \frac{(Q + \Delta q)^2}{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \ell \cdot b} - \frac{(Q - \Delta q)^2}{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \ell \cdot b}. \quad (6.9)$$

Das Gleichsetzen der elektrostatischen Kraft mit der Trägheitskraft liefert die Beschleunigung

$$a = \frac{4\Delta q \cdot Q}{2m \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \ell \cdot b}. \quad (6.10)$$

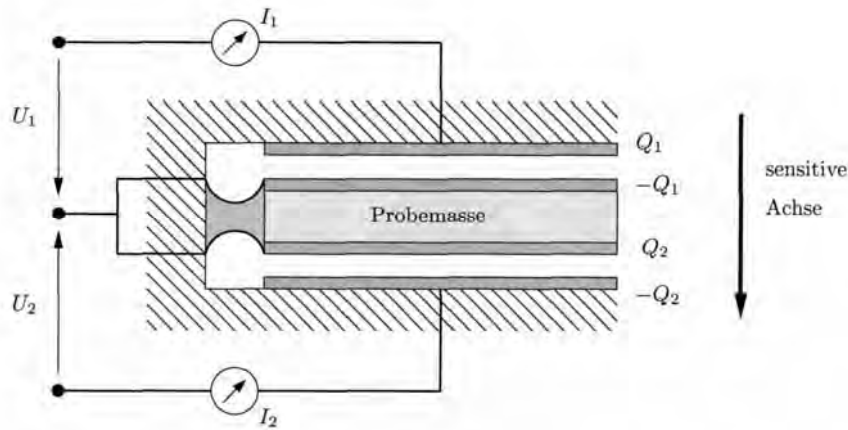


Abbildung 6.6 Sensoraufbau eines Pendel-Beschleunigungssensors (Wendel 2011)

Ein Beispiel für einen closed-loop Pendel-Beschleunigungssensor ist der Beschleunigungssensor Q-Flex QA3000 (Honeywell 2006). Nach der kapazitiven Erfassung der Auslenkung des Pendels wird ein entsprechender Strom durch die Spulen geschickt, der das Pendel mittels der erzeugten Lorentzkraft wieder in die Nullposition lenkt. Die Rückstellkraft wird folglich elektromagnetisch erzeugt (vgl. Abbildung 6.7; Lawrence 1998).

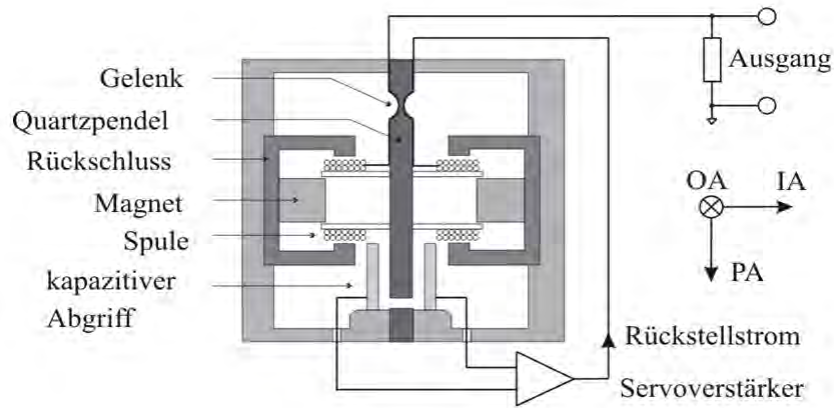


Abbildung 6.7 Q-Flex Beschleunigungssensor: Ausgangsachse (OA), Eingangsachse (IA), Pendelachse (PA) (nach Lawrence 1998)

6.1.3 Vibrationsprinzip: resonante Wandlung

Bei Vibrationsbeschleunigungssensoren mit resonanter Wandlung wird durch Messung der Frequenzdifferenz (Schwebungsfrequenz) zweier schwingender Elemente wie zum Beispiel Balken in Form von Quarzen die Beschleunigung detektiert. Für die Geschwindigkeit einer Welle mit kleiner Amplitude gilt:

$$v = \sqrt{\frac{F_T}{\mu}}, \quad (6.11)$$

wobei F_T die Zugspannung und μ die Masse des schwingenden Elements pro Längeneinheit ist (siehe Jekeli 2001; Giancoli 2010). Somit ergibt sich für die Frequenz mit $v = f \cdot \lambda$

$$f = \frac{1}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{F_T}{\mu}}. \quad (6.12)$$

Für eine stehende Welle entsprechend Abbildung 6.8 a) gilt für die Wellenlänge $\lambda = 2 \cdot \ell$ (siehe Giancoli 2010); es folgt für die Frequenz f_0 der beiden schwingenden Elemente (vgl. Sensoraufbau Abbildung 6.9 links)

$$f_0 = \frac{1}{2\ell} \cdot \sqrt{\frac{F_0}{\mu}}. \quad (6.13)$$

Bei einer Bewegung folgt für die Frequenzen f_1 und f_2 (vgl. Abbildung 6.8 b)):

$$f_1 = \frac{1}{2\ell} \cdot \sqrt{\frac{F_0 - m \cdot a}{\mu}}, \quad (6.14)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\ell} \cdot \sqrt{\frac{F_0 + m \cdot a}{\mu}}.$$

Die Beschleunigung ergibt sich mittels

$$f_2^2 - f_1^2 = \frac{m}{2\mu \cdot \ell^2} \cdot a \quad \text{bzw.} \quad a = \frac{2\mu \cdot \ell^2 \cdot (f_2^2 - f_1^2)}{m}. \quad (6.15)$$

Nach Jekeli (2001) kann die Beschleunigung näherungsweise mit

$$a \approx \frac{4\mu \cdot \ell^2 \cdot f_0 \cdot \Delta f}{m} \quad \text{bzw.} \quad a \approx \frac{4m_s \cdot \ell \cdot f_0 \cdot \Delta f}{m} \quad \text{angegeben werden,} \quad (6.16)$$

wobei $m_s = \mu \cdot \ell$ die Masse jeder schwingenden Elements ist.

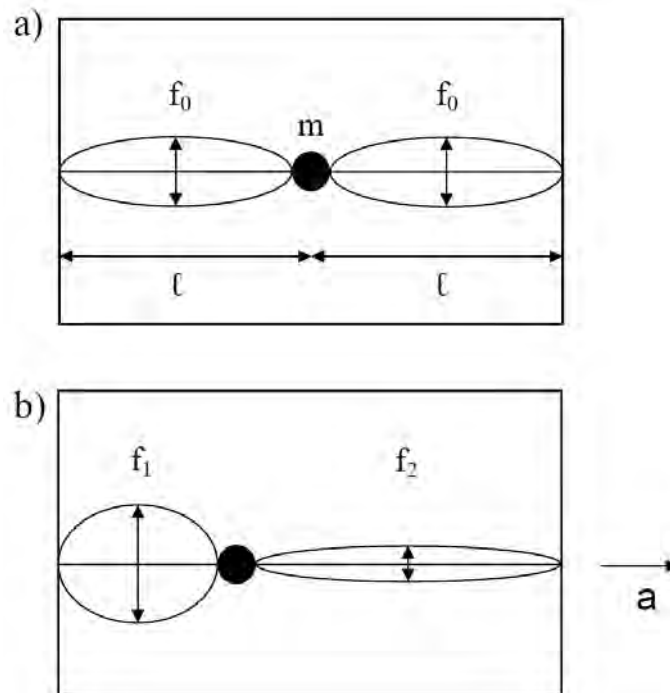


Abbildung 6.8 Grundprinzip eines Vibrationsbeschleunigungssensors

In Abbildung 6.9 rechts ist ein Beispiel für einen Vibrationsbeschleunigungssensor dargestellt. Der Sensor RBA 500 („Rotating Beam Accelerometer“) von Honeywell misst – entsprechend des beschriebenen Prinzips – die Beschleunigung in Abhängigkeit von der Frequenz zweier schwingender Quarze. Der Sensor ist durch Verwendung eines internen Temperatursensors thermisch kompensiert.

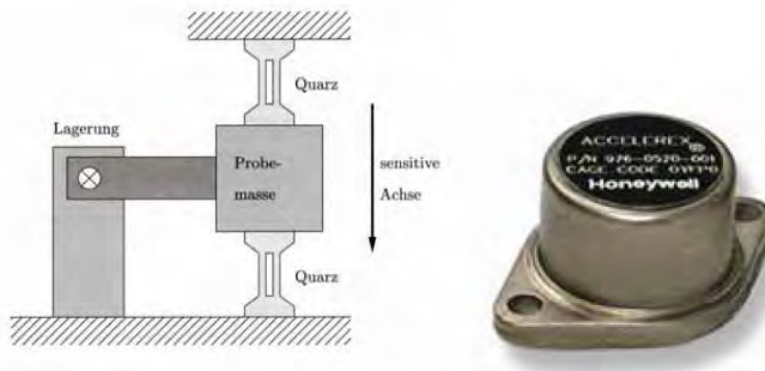


Abbildung 6.9 Sensoraufbau eines Vibrationsbeschleunigungssensors (Wendel 2011), Sensor RBA 500 von Honeywell (Abmaße: 20.32 cm Diag. x 10.67 cm Höhe; Honeywell 2005)

6.2 MEMS-Drehratensensoren

Ein Drehratensensor misst die Winkelgeschwindigkeit einer Masse bezüglich eines inertial ausgerichteten Koordinatensystems. Im MEMS-Bereich wird die Technik der Vibrationskreisel basierend auf dem Coriolis-Effekt realisiert (vgl. u.a. Schulte 2008; Grewal et al 2013). Dies ist kostengünstig, führt aber zu einer deutlich geringeren Genauigkeit (vgl. auch Barbour 2011; Wendel 2011). Die Funktionsweise der MEMS-Kreisel wird im Folgenden beschrieben.

Eine Prüfmasse m wird im Bezugssystem in x -Richtung (vgl. Abbildung 6.10) kontrolliert in Schwingung mit einer bestimmten Schwingungsfrequenz versetzt, d.h. die Geschwindigkeit v der Prüfmasse variiert periodisch. Wird das Bezugssystem mit einer konstanten Winkelgeschwindigkeit Ω relativ zum Inertialsystem gedreht (Drehachse in z -Richtung), wirkt in y -Richtung die sog. Corioliskraft, eine

Trägheitskraft. Sie wirkt nur dann auf die Prüfmasse in einem rotierenden System, wenn diese sich relativ zum Bezugssystem bewegt:

$$F = 2m \cdot v \cdot \Omega \cdot \sin \alpha \text{ bzw. in vektorieller Schreibweise } \mathbf{F} = 2m \cdot (\mathbf{v} \times \boldsymbol{\Omega}). \quad (6.17)$$

α stellt den Winkel zwischen der Richtung der Geschwindigkeit und der Rotationsachse dar. Die Coriolisbeschleunigung ergibt sich durch eine entsprechende Division der Kraft durch die Masse der Prüfmasse

$$\mathbf{a} = 2\mathbf{v} \cdot \boldsymbol{\Omega} \cdot \sin \alpha \text{ bzw. in vektorieller Schreibweise } \mathbf{a} = 2(\mathbf{v} \times \boldsymbol{\Omega}). \quad (6.18)$$

Die Prüfmasse führt folglich periodische Schwingungen in y-Richtung mit der gleichen Frequenz aus. Die Amplitude der periodischen Schwingungen in y-Richtung stellt ein Maß für die Winkelgeschwindigkeit Ω dar.

Bezüglich der Anregung der Prüfmasse zu Schwingungen können grundsätzlich eine elektrostatische, eine piezoelektrische und eine elektromagnetische Anregung unterschieden werden (siehe Billep 1999; Marek 2007; Reif 2012):

- Elektrostatisch: Anlegen einer Wechselspannung führt zu einer Auslenkung der Elektrode eines Plattenkondensators → Schwingungen (siehe MEMS-Aktoren Kapitel 5.1); Beispiel Bosch SMI530/540 (siehe Kapitel 6.2.2)
- Piezoelektrisch: Anlegen einer Wechselspannung führt zur Verformung des piezoelektrischen Materials (z.B. Quarz) → Schwingungen (siehe MEMS-Aktoren Kapitel 5.2); Beispiel: Panasonic EWTS86N (vgl. Panasonic 2014)
- Elektromagnetisch: Variierender Strom eines stromdurchflossenen Leiters im Magnetfeld führt zu wechselndem Magnetfeld → Schwingungen (siehe MEMS-Aktoren Kapitel 5.3); Beispiel Bosch-Drehratensensoren 1. Generation (vgl. Marek 2007).

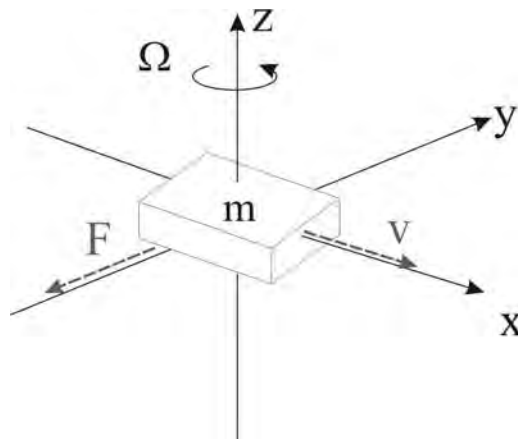


Abbildung 6.10 Coriolis-Effekt

Die gängigsten Verfahren zur Anregung der Prüfmasse sind die piezoelektrische und die elektrostatische Anregung (siehe MEMS-Aktoren Kapitel 5.5). Basierend auf dem Coriolis-Effekt lassen sich verschiedene Realisierungen nach u.a. Thielman et al (2002) (vgl. Abbildung 6.11), Hiller (2004), IEEE (2004) und Titterton und Weston (2004) unterscheiden, wobei nach der Anzahl und der Bewegungsart der Massen bei den verschiedenen Realisierungen unterschieden wird:

- Einfache Schwinger (eine sensitive Achse), sog. „simple oscillators“ (siehe Kapitel 6.2.1)
- Balancierte Schwinger (zwei und mehr Massen im Gegentakt), sog. „balanced oscillators“ (siehe Kapitel 6.2.2)
- Ring-Gyroskope (Shell-Typ), elliptisch schwingende Ringe, sog. „shell resonators“ (siehe Kapitel 6.2.3).

Im Folgenden werden die einzelnen Typen von Drehratensensoren erläutert. Weiterführende Informationen sind u.a. in Lawrence (1998), Yazdi et al (1998), Billep (1999), Bernstein (2003), Barbour (2011) und Nasiri (2014) zu finden.

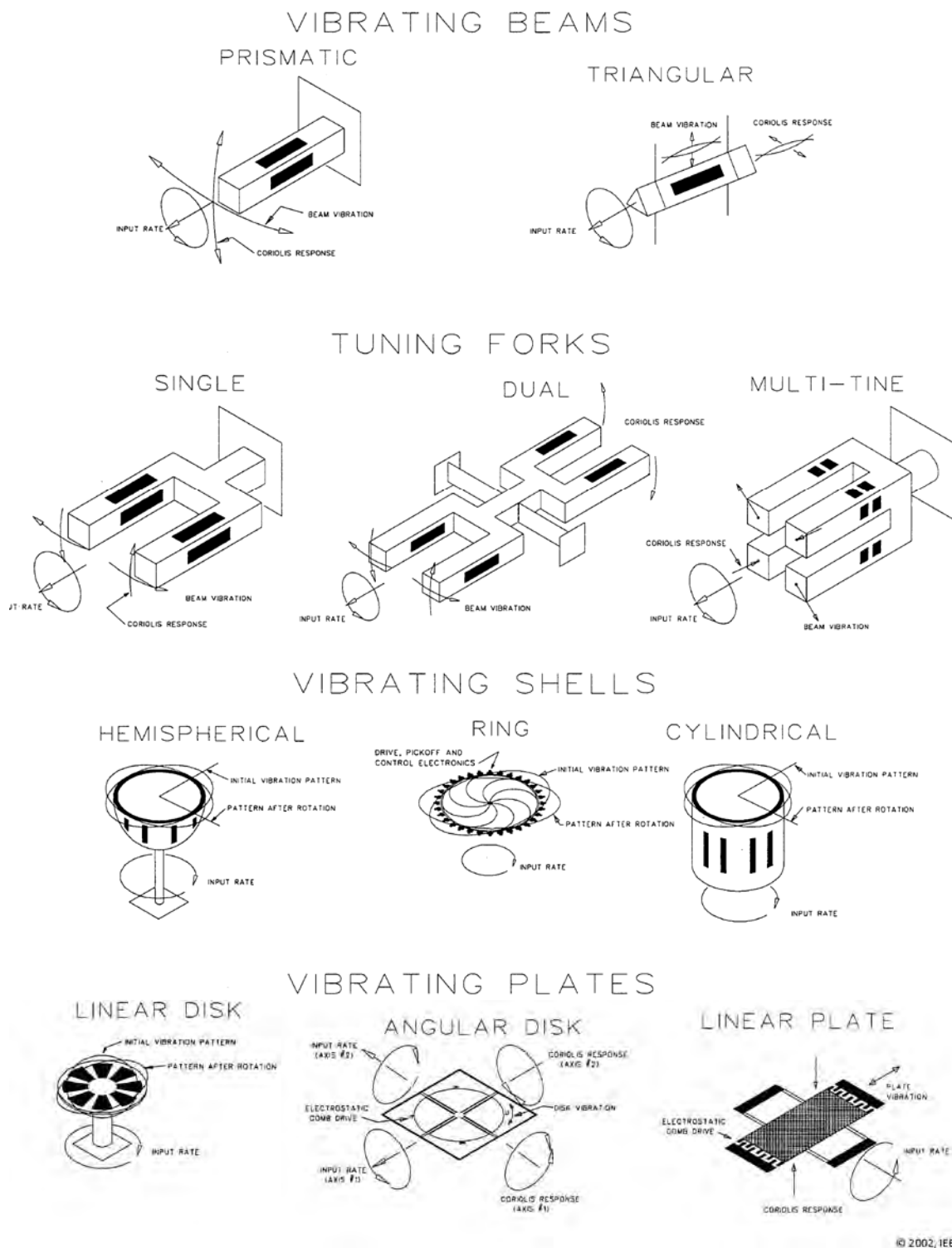


Abbildung 6.11 Typen von Vibrationskreiseln (Thielman et al 2002)

6.2.1 Einfache Schwinger

Einfache Schwinger mit einer sensitiven Achse lassen sich nach Hiller (2004) in Schwinger mit linearer Erregung und Detektion (vgl. Abbildung 6.12) und Schwinger mit quasi-rotatorischer Erregung und Detektion (vgl. Abbildung 6.13) aufteilen. In den Abbildungen bezeichnen F die Befestigungsstelle, e die Erregung, d die Detektion und Ω die Drehachse.

Die Typen der einfachen Schwinger mit linearer Erregung und Detektion in Abbildung 6.12 sind einseitig oder zweiseitig eingespannte Balken (a)), Planarstrukturen mit Biegefedern, die sowohl die Anregungs- als auch die Detektionsbewegung realisieren (b) und c)) bzw. Planarstrukturen mit entkoppeltem Schwingungssystem (d) und e)).

Die Typen der einfachen Schwinger mit quasi-rotatorischer Erregung und Detektion in Abbildung 6.13 lassen sich in flache Scheiben (a) und b)), „Kleeblatt“ (c)) und geschachtelte Torsionsrahmen (d)) mit Zusatzmasse im Zentrum und entkoppelte Torsionssysteme (e) und f)) einteilen.

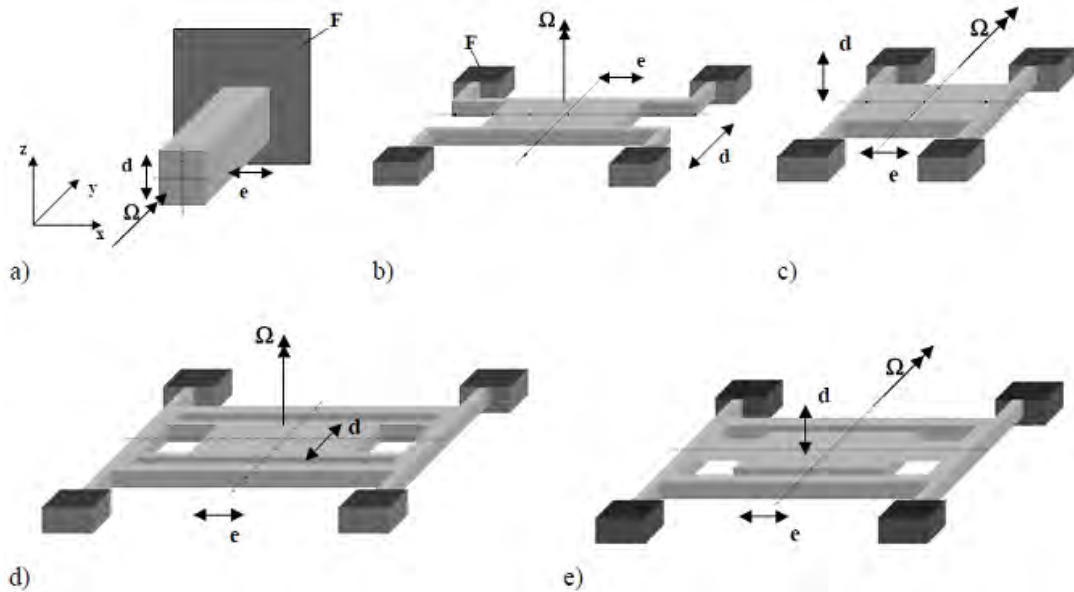


Abbildung 6.12 Einfache Schwinger mit linearer Erregung und Detektion (Hiller 2004)

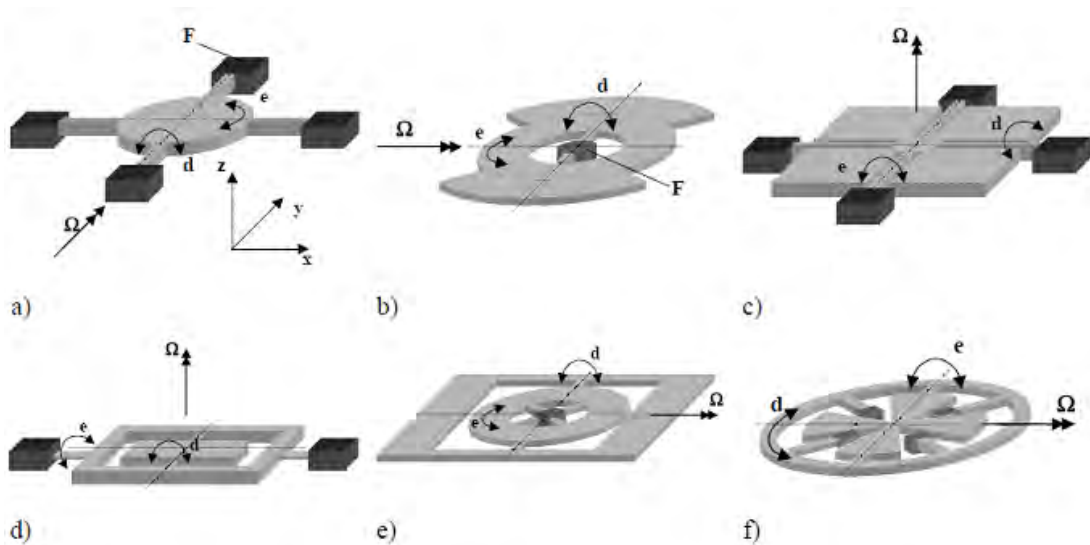
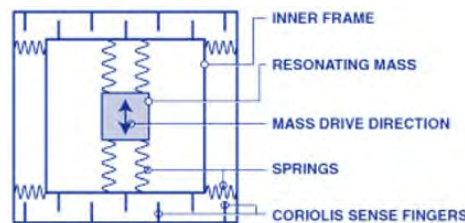


Abbildung 6.13 Einfache Schwinger mit quasi-rotatorischer Erregung und Detektion (Hiller 2004)

Nachteilig ist nach Hiller (2004) bei den einfachen Schwingern mit linearer Erregung und Detektion, dass diese empfindlich gegenüber linearen Störbeschleunigungen sind. Da die Befestigung i.d.R. nicht an den Schwingungsknoten erfolgt, geht Energie beim Übergang von der Schwingungsstruktur in den Rahmen oder die Befestigungsstelle verloren. Dadurch verringert sich die Genauigkeit. Wenn gleiche Federn für die Erregung und Detektion verwendet werden, kommt es zu einer mechanischen Kopplung, d.h. die Detektionsbewegung wird auch ohne Vorhandensein eines Messsignals angeregt. Um diesem vorzubeugen wird das Schwingungssystem durch Verwendung eines äußeren Rahmens um die eigentliche sensitive Achse entkoppelt (siehe Abbildung 6.14); so bewirkt eine Anregung eine Detektionsbewegung, die weitgehend nur vom inneren Feder-Masse-System durchgeführt wird.



© Analog Devices

Abbildung 6.14 Mechanische Struktur eines Drehratensensors mit Entkopplung, Geen und Krakauer (2003)

Die Wirkungsweise der Schwinger mit quasi-rotatorischer Erregung und Detektion, d.h. einer Drehbewegung, lässt sich analog zu den linearen Schwingern mittels des Coriolis-Effekts erklären, wenn die Auslenkung als lineare Auslenkung des Mittelpunkts des Drehschwingers gesehen wird. Sonst lässt sich die Wirkungsweise auch mit dem Drehimpulssatz (siehe Kapitel 2) erklären. Hier lassen sich entsprechend der Schwinger mit linearer Erregung und Detektion gekoppelte und entkoppelte Systeme unterscheiden.

Ein Beispiel für einen prismatischen Biegebalken ist der „Gyrostar“ von Murata (vgl. Abbildung 6.15; Abe 2005). Man spricht bei den prismatischen Biegebalken auch von „Foucault Pendulum Gyroscopes“, da sich diese wie Foucaultsche Pendel (siehe Kapitel 2) verhalten.

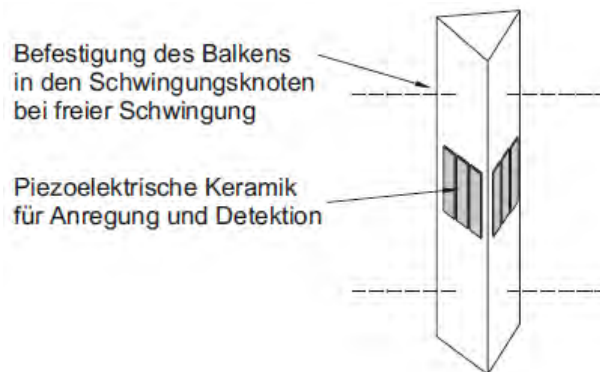


Abbildung 6.15 Prismatischer Biegebalken (Billep 1999)

6.2.2 Balancierte Schwinger

Nach Hiller (2004) versteht man unter balancierten Schwingern Schwinger, bei denen zwei oder mehrere Massen im Gegentakt schwingen und dadurch eine Kraftkompensation erreicht wird; das System ist balanciert. In Abbildung 6.16 sind verschiedene Typen solcher balancierten Schwinger aufgelistet. In Abbildung 6.16a) ist der Stimmgabeltyp in Balken- bzw. Volumenanordnung und in b) der Stimmgabeltyp in Planaranordnung zu sehen. Abbildung 6.16c) zeigt eine Parallelogrammanordnung, d) eine sog. Butterfly-Anordnung und e) und f) zwei im Gegentakt betriebene Massen.

Durch die Anordnung zweier oder mehrerer Massen kann die bei einfachen Schwingern auftretende Empfindlichkeit gegenüber linearen Störbeschleunigungen größtenteils beseitigt werden (vgl. Titterton und

Weston 2004). Die differentielle Auswertung ermöglicht die Elimination von außen einwirkenden Beschleunigungen wie beispielsweise der Gravitation – vorausgesetzt die Systeme sind symmetrisch (vgl. Hiller 2004).

In Abbildung 6.17 ist ein Beispiel für einen Stimmgabeltyp in Planaranordnung dargestellt, d.h. die Erregung und Detektion erfolgen in der Ebene.

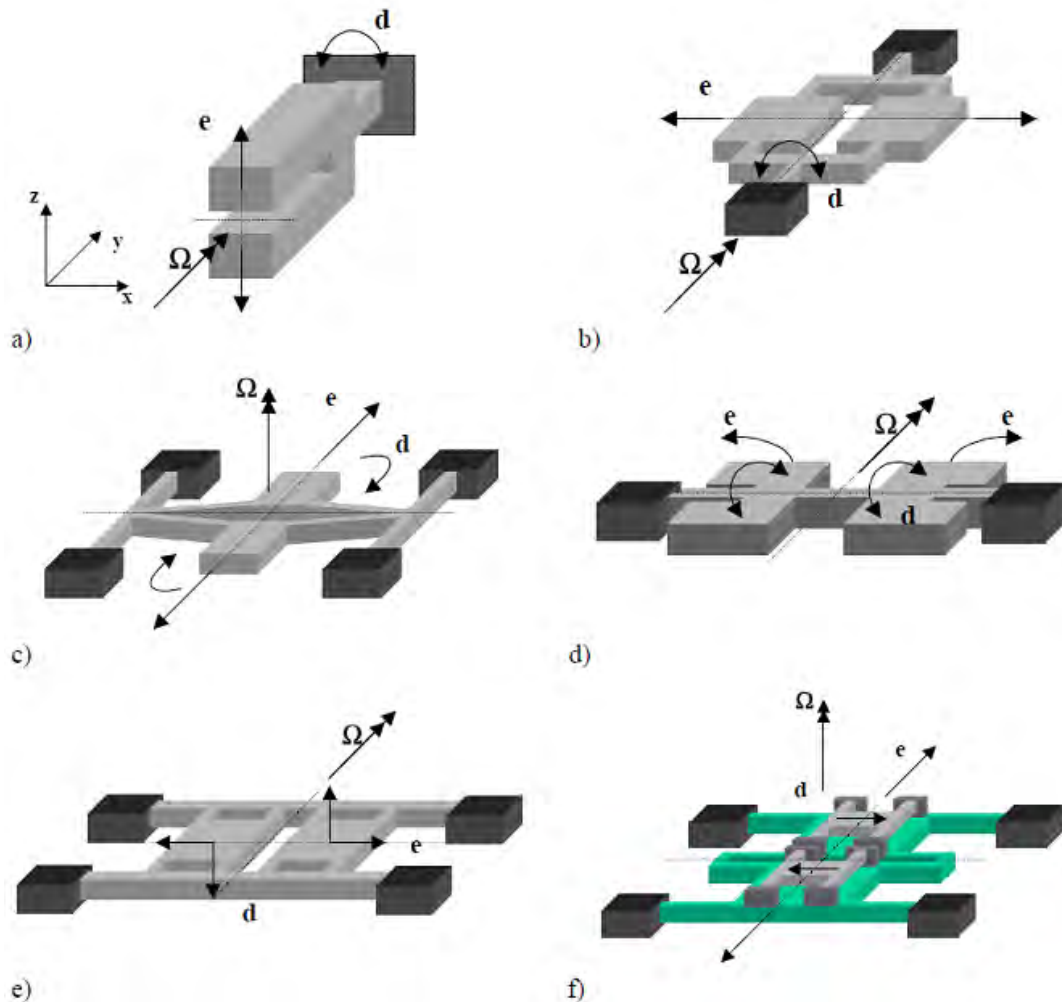


Abbildung 6.16 Balancierte Systeme (Hiller 2004)

Beim SMI530/540 ist der Antriebsrahmen (orange) mit dem Coriolisrahmen (gelb) fest mechanisch über steife U-Federn gekoppelt. Daraus folgt: Wenn der Antriebsrahmen zur Schwingung angeregt wird, macht diese der Coriolisrahmen auch mit. Der Detektionsrahmen (blau) bleibt still, da sich dieser nur in Detektionsrichtung über Federn bewegen kann. Sobald es zu einer Drehung kommt, wird der Coriolisrahmen senkrecht zur Anregung ausgelenkt. Die Auslenkung wird über Federn an den Detektionsrahmen weitergegeben und dort detektiert. Die Kapazitätsänderung wird aufgrund der Verschiebung der Platten gemessen (siehe Kapitel 6.1.1), die Beschleunigung damit detektiert und die Drehung des Sensors erfasst.

Grob gesagt ist der Coriolisrahmen die eigentliche Masse, die zur Messung der Corioliskraft verwendet wird. Daher der Name. Die schematische Skizze zeigt, dass sich der Coriolisrahmen als einziger Teil des Sensors sowohl in Antriebs- als auch in Detektionsrichtung bewegt. Der Antriebsrahmen bewegt sich hingegen nur in Antriebsrichtung, während der Detektionsrahmen sich nur in Detektionsrichtung bewegen kann.

Die Verwendung von Antriebs-, Coriolis- und Detektionsrahmen führt zu einer Entkopplung von Antriebs- und Detektionsbewegung und verringert damit das mechanische Übersprechen (siehe Marek 2007; Offenberget al 2009). Die Anregungsamplitude liegt ca. bei 5-10 μm , die Detektionsamplitude im nm-Bereich; daher ist eine Entkopplung wichtig.

Man spricht bei den Stimmgabeltypen auch von sogenannten „Tuning Fork Gyroscopes (TFG)“ (vgl. u.a. Grewal et al 2013). Im Fall des SMI530/540 wird die Stimmgabel aus Silicium gefertigt; bei Fertigung der Stimmgabel aus Quarz spricht man von sogenannten „Quartz Rate Sensors“ (QRS). Beispiele für QRS sind die QMEMS von Epson (siehe Kapitel 3.1).

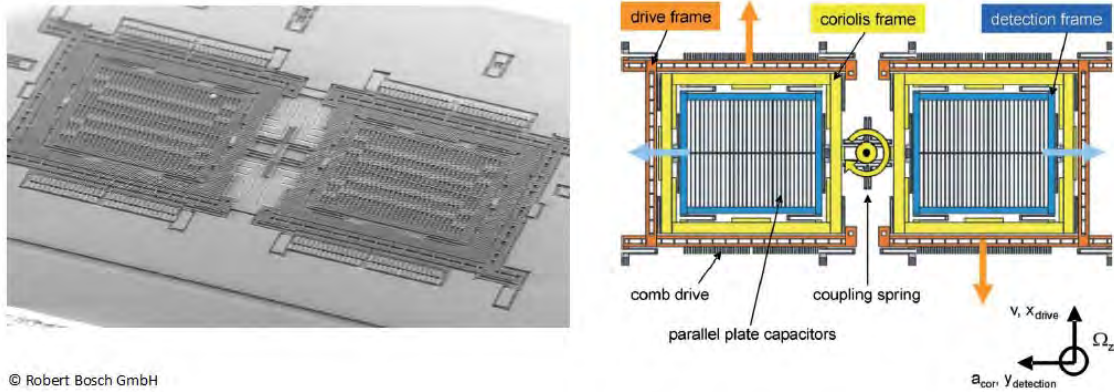


Abbildung 6.17 Mikromechanische Struktur und Rahmenstruktur des SMI530/540 (Offenberg et al 2009)

6.2.3 Ring-Gyroskope

Unter einem Ring-Gyroskop versteht man einen Ring aus Silizium, der zu Schwingungen angeregt wird, so dass stehende Wellen in Form von 4 symmetrisch verteilten Bäuchen und Knoten entstehen. D.h. zwischen jedem benachbarten Schwingungsbauch und -knoten ist ein Winkel von 45° (siehe Abbildung 6.18 links). Erfolgt eine Drehung senkrecht zur Ringebene (um die z-Achse), so kommt es zu einer Überlagerung der Schwingung und Drehung. In Abbildung 6.18 rechts ist diese Drehung im Gegenuhrzeigersinn dargestellt.

G.H. Bryan entdeckte 1890, dass die Schwingung nicht raumfest bleibt, sondern sich um einen Betrag mitbewegt (siehe Billep 1999; Maluf und Williams 2004). Das Verhältnis zwischen dem Drehwinkel der Schwingung und dem Drehwinkel des Gehäuses wird als sog. Bryan-Faktor k_B bezeichnet. Dieser Faktor ist geometrieabhängig und wird durch eine Kalibrierung bestimmt. Dieser kann direkt mit dem Drehwinkel der Schwingung φ_S dazu verwendet werden, um die eigentliche Drehung des Gehäuses φ zu bestimmen.

Generell gilt für den Drehwinkel der Schwingung:

$$\varphi_S = k_B \cdot \varphi. \quad (6.19)$$

Tatsächlich gemessen wird nicht der Drehwinkel der Schwingung φ_S , sondern der Winkel φ_P zwischen der neuen Knotenlinie und der neuen Gehäuseposition in einem bestimmten Zeitintervall. D.h. der eigentliche Drehwinkel φ des Gehäuses ergibt sich mit

$$\varphi = \varphi_S + \varphi_P = k_B \cdot \varphi + \varphi_P. \quad (6.20)$$

bzw.

$$\varphi = \frac{1}{(1 - k_B)} \cdot \varphi_P \quad (\text{vgl. Lawrence 1998}). \quad (6.21)$$

Praktisch wird aber oftmals nicht direkt der Drehwinkel in einem bestimmten Zeitintervall erfasst, sondern die Winkelgeschwindigkeit Ω . Hierzu wird eine in Bezug auf das Gehäuse ortsfeste Schwingung wie in Abbildung 6.18 links angeregt. Die Detektion erfolgt im 45° -Winkel zwischen Schwingungsbauch- und knoten, d.h. an der Stelle, an der ohne Einwirkung der Drehung die Schwingungsknoten liegen. Die Amplitude der dort detektierten Schwingung ist direkt abhängig von der eigentlichen Winkelgeschwindigkeit des Gehäuses (vgl. Hiller 2004; Acar und Shkel 2009). Die Messung an einer festen Stelle ist messtechnisch einfacher, als den Ort der maximalen Amplitude zu suchen.

Allgemein gilt für den Zusammenhang zwischen Drehwinkel φ und Winkelgeschwindigkeit Ω

$$\varphi = \Omega \cdot t, \quad (6.22)$$

wobei t das Zeitintervall darstellt. Es ist anzumerken, dass das in Abbildung 6.18 vorgestellte Messprinzip von einer Schätzung der Lage der stehenden Welle durch die Ausleselektroden ausgeht. Diese Schätzung ist fehlerbehaftet, da sie u.a. von einer perfekten axialen Symmetrie des Rings ausgeht, was praktisch nicht herstellbar ist (siehe Fox und Hardie 1984).

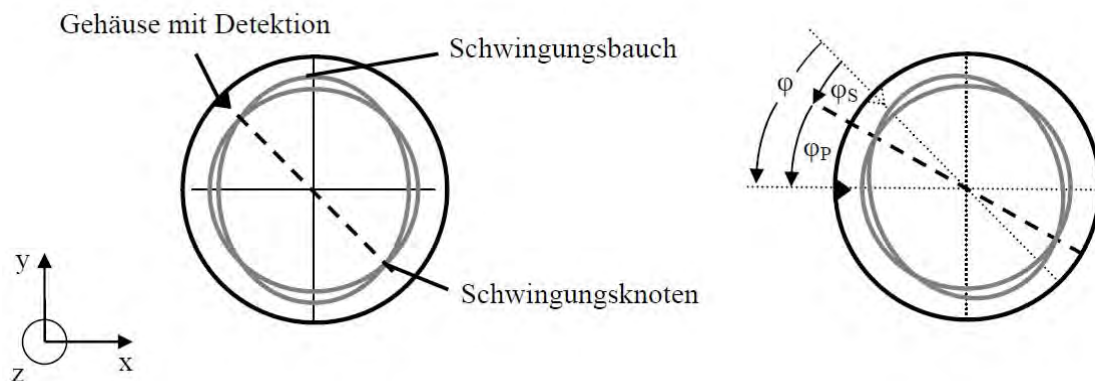


Abbildung 6.18 Ring-Gyroskop (nach Hiller 2004)

Nach dem beschriebenen Prinzip arbeiten die sogenannten „Hemispherical Resonator Gyroscopes (HRG)“ bzw. „Wine Glass Resonators“ (siehe Grewal et al 2013). D.M. Rozelle beschreibt in seinem Whitepaper „The Hemispherical Resonator Gyro: From Wineglass to Planets“ die Entstehungsgeschichte und Funktionsweise der HRG, hergestellt von der Northrop Grumman Corporation (siehe Northrop Grumman 2014a).

Eine mikromechanische Ausführungsform stellt der CRS03 von Silicon Sensing Systems (vgl. Abbildung 6.19) dar.

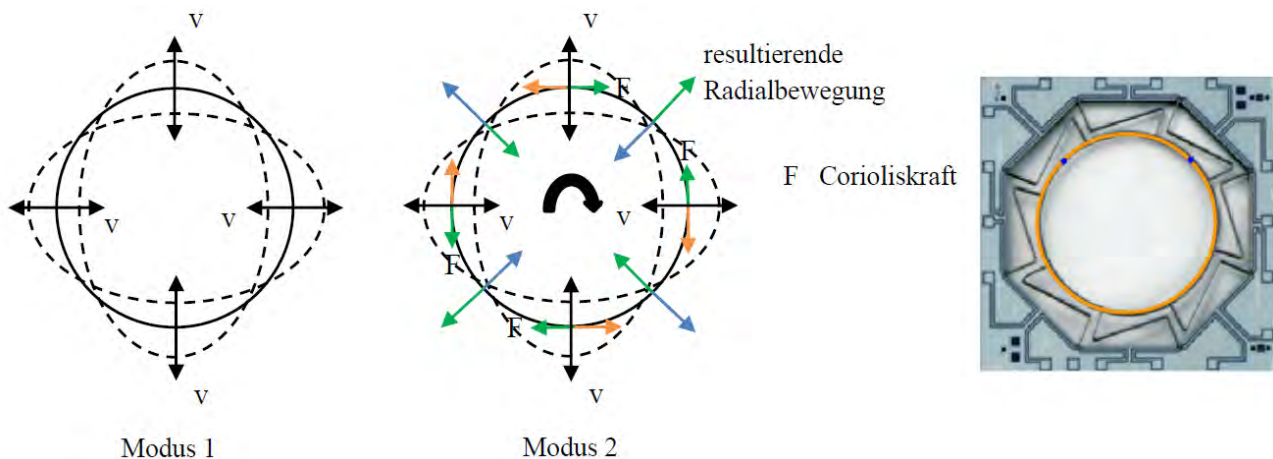
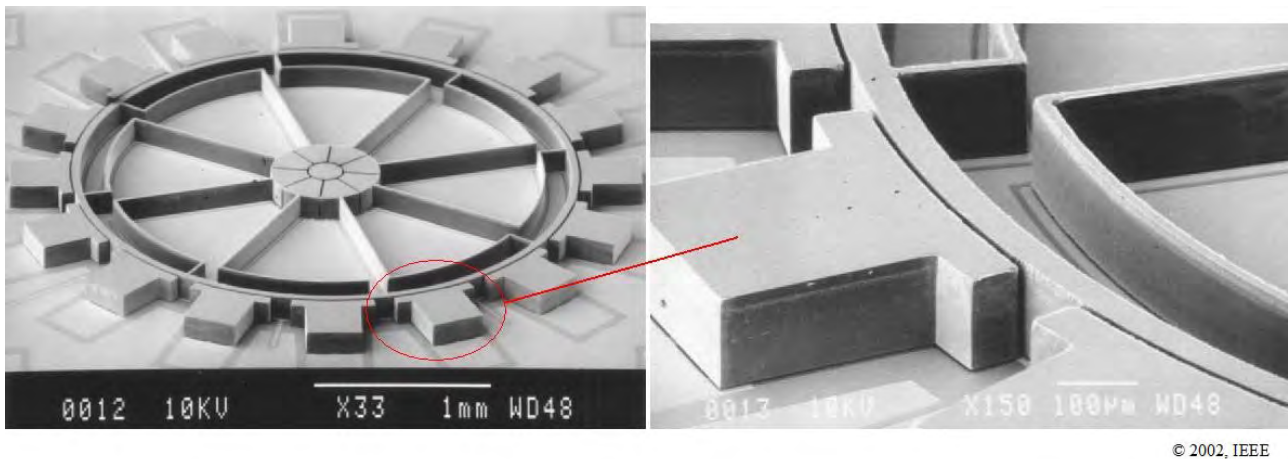


Abbildung 6.19 Ring-Gyroskop CRS03 von Silicon Sensing Systems: Funktionsweise (ohne und mit Rotation um z-Achse), Sensor (Silicon Sensing Systems 2014a)

Der Ring wird elektrostatisch mittels der Elektroden, dargestellt in Abbildung 6.20, in Schwingung mit der Geschwindigkeit v versetzt (Modus 1). Eine Drehung um die z -Achse (senkrecht auf der Ring-Ebene) erzeugt Corioliskräfte F , die bewirken, dass Schwingungen in den Knoten entstehen (Modus 2). Die Amplitude ist dort proportional zur Winkelgeschwindigkeit (open-loop-Arbeitsweise) oder wird durch Erzeugung einer Gegenkraft gegen Null getrieben (closed-loop-Arbeitsweise) (vgl. Hiller 2004). Das Überwachen eines Schwingungsknotens des Modus 1 bei einer Drehung (Modus 2) stellt folglich ein direktes Maß für die Winkelgeschwindigkeit dar. Die Winkelgeschwindigkeit wird mittels Elektroden kapazitiv erfasst.

Eine mikromechanische Detailstruktur ist in Abbildung 6.20 dargestellt.



© 2002, IEEE

Abbildung 6.20 Mikromechanische Struktur des Ring-Gyroskops von He und Najavi (2002) in gesamter Größe (links; 4 mm x 4 mm) und Nahansicht (rechts)

Generell hat die oberflächenmikromechanische Herstellung der Drehratensensoren den Nachteil, dass diese zu einer geringeren Signal-Empfindlichkeit führt (siehe Marek 2007). Die verschiedenen Genauigkeitsklassen der mikromechanischen Drehratensensoren sind in Kapitel 7.2 aufgelistet.

Um das “Rauschen“, verursacht durch Erschütterungen oder Störer durch zum Beispiel metallische Schläge beispielsweise beim Fahren des Fahrzeugs gering zu halten, d.h. das wahre Messsignal zu erhalten, spielen Faktoren wie der Betrieb im Vakuum, große Anregungsamplituden und die Wahl der Schwingungsfrequenzen größer als 2 kHz (Bandbreite möglicher Störeinflüsse sehr oft im Bereich 0 ... 2 kHz) eine Rolle (vgl. Hiller 2004, Seite 14f.). Bei den Bosch-Drehratensensoren wird beispielsweise eine Schwingungsfrequenz größer als 25 kHz gewählt, so dass alle Störer, die üblicherweise im Bereich der Resonanzfrequenz liegen, eliminiert sind.

7 Sensorparameter, Genauigkeitsabschätzung und Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren

Im Folgenden werden die wesentlichen Sensorparameter von MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren erläutert, wie sie in den Datenblättern der Sensoren angegeben werden (siehe Kapitel 7.1). Anschließend wird eine Gegenüberstellung auf dem Markt erhältlicher MEMS-Inertialsensoren anhand ausgewählter, zuvor beschriebener Parameter gemacht (Stand Dezember 2014) und eine Kategorisierung der Sensoren vorgenommen (siehe Kapitel 7.2). In Kapitel 7.3 wird grob abgeschätzt, wie groß der Fehler ist, der durch die die Geschwindigkeit-, Positions- und Orientierungsgenauigkeit dominierenden Sensorparameter entsteht. Letztlich wird in Kapitel 7.4 für eine beispielhafte Anwendung mit MEMS-Inertialsensoren untersucht, ob sich diese hinsichtlich ihrer Genauigkeit dafür eignen, die Position und Geschwindigkeit entsprechend der Anforderungen zu bestimmen. In Kapitel 7.5 werden die Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren für Anwendungen in der Geodäsie und Navigation zusammengefasst. Dies wird in Anlehnung an Kappel (2014) vorgenommen.

7.1 Sensorparameter

Die Erläuterungen der Sensorparameter erfolgen entsprechend Foust und Puig (2013). Veröffentlicht werden sie in Foust und Puig (2013) als Ergebnis der IEEE-Arbeitsgruppe P2700 (Institute of Electrical and Electronics Engineers; IEEE_P2700 2014), die einen Standard zur Definition von Leistungsparametern von Sensoren ausarbeitet. Die Arbeitsgruppe, bestehend u.a. aus führenden MEMS-Herstellern (siehe Kapitel 6), beschließt die mindestens anzugebenden Parameter und deren Definitionen.

Hieraus werden die für die Marktrecherche, Kategorisierung der MEMS-Inertialsensoren und anschließende Genauigkeitsabschätzung hinsichtlich der Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren für geodätische und navigatorische Anwendungen relevanten Parameter ausgewählt und beschrieben.

7.1.1 Sensorausgang

Bei der Einteilung der Sensoren wird zwischen analogem und digitalem Sensorausgang unterschieden. Ein analoger Sensorausgang gibt kontinuierliche Spannungswerte aus, die vor der Weiterverarbeitung digitalisiert werden müssen. Bei einem digitalen Sensor werden diskrete Werte am Ausgang ausgegeben (Reinhold 2011).

7.1.2 Messbereich

Der Messbereich wird im Englischen als *Full Scale Range* oder *Measurement Range* bezeichnet. Der Messbereich ist definiert als algebraische Differenz zwischen dem höchsten und dem niedrigsten noch erfassbaren Eingangsmesswert bei definierter Betriebstemperatur und -spannung für einen bestimmten Genauigkeitsbereich. Alternativ ist der Messbereich der Bereich des physikalischen Eingangssignals, der in ein elektrisches Signal gewandelt wird (vgl. Stanford 2014).

Bei Beschleunigungssensoren wird dieser in $[g]$ oder $[m/s^2]$ angegeben, bei Drehratensensoren hingegen in $[rad/s]$ oder $[dps]$ (degrees per second). Die Angaben erfolgen dabei für eine festgelegte Temperatur – nach Foust und Puig (2013) sind dies beispielsweise $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ – und gelten unter Betriebsspannung mit einer Genauigkeit von beispielsweise 3σ . Außerhalb des Messbereichs sind die Messwerte nicht brauchbar. Die Maximalwerte, die zu einer dauerhaften Schädigung des Sensors führen, werden gesondert angegeben (siehe Kapitel 7.1.13).

Beim 3-achsigen Beschleunigungssensor BMA220 wird der Messbereich mit $\pm 2\text{ g}$, $\pm 4\text{ g}$, $\pm 8\text{ g}$ und $\pm 16\text{ g}$ angegeben (vgl. Tabelle 7.5). Im Fall des 3-achsigen Drehratensensors L3GD20 von STMicroelectronics (STMicroelectronics 2013a) wird der Messbereich mit $\pm 250\text{ dps}$, $\pm 500\text{ dps}$ und $\pm 2000\text{ dps}$ angegeben (vgl. Tabelle 7.7).

7.1.3 Bandbreite

Unter der Bandbreite beispielsweise eines Beschleunigungssensors wird der Bereich verstanden, in dem der Sensor Beschleunigungen erfasst (siehe Freescale Semiconductor 2007). Die Bandbreite wird im Englischen als *Bandwidth* bezeichnet.

Allgemein gilt: Die (Übertragungs-)Bandbreite eines Signals im Zeitbereich wird ermittelt, indem die Fouriertransformierte (im Frequenzbereich) betrachtet wird. Dadurch kann festgestellt werden, unterhalb bzw. oberhalb welcher Frequenzen das Signal um 3 dB gedämpft wird. Dies bedeutet für den Fall eines Beschleunigungssensors, dass die reale Beschleunigung (des Zeitbereichs) fouriertransformiert wird und damit die untere und obere Übertragungsfrequenz (dies entspricht der geringsten und höchsten detektierbaren Beschleunigung) bestimmt wird. Diese Bandbreite hängt von der Dynamik der Bewegung und Vibrationen ab. Ist die Bandbreite des Beschleunigungssensors größer als die Bandbreite der realen Beschleunigung, resultieren keine Messfehler, andernfalls schon.

Beispielsweise wird die Bandbreite des 3-achsigen Beschleunigungssensors BMA355 mit 8 bis 1000 Hz angegeben (vgl. Bosch Sensortec 2014a; siehe Tabelle 7.5 und Kapitel 3.4).

7.1.4 Auflösung

Die Auflösung oder auch im Englischen als *Resolution* bezeichnet, beschreibt das minimale noch aufzulösende Signal siehe (Stanford 2014). Alternativ formuliert Müller (2011), dass die Auflösung angibt, welche kleinste Änderung der Messgröße noch durch die Signalwerte unterschieden werden kann. Nach Bertram (2014) gibt die Auflösung den minimalen Unterschied zwischen zwei Eingangswerten an, der im Ausgangssignal zu zwei unterschiedlichen Messwerten führt.

Die Auflösung wird durch mehrere Parameter beeinflusst, welche in den folgenden Kapiteln 7.1.5 - 7.1.7 beschrieben werden.

7.1.5 Bit-Tiefe

Die Bit-Tiefe (im Englischen: *Digital Bit Depth* oder *Digital Span*) gibt an, wie viel Bits (Anzahl n) bei der Digitalisierung der Werte zur Verfügung stehen bzw. wie viele Zustände, nämlich 2^n , eingenommen werden. Dividiert man den Messbereich durch die Anzahl der Zustände, so erhält man die Auflösung der Digitalisierung. Beispielsweise hat der 3-achsige Beschleunigungssensor von Freescale MMA7456L (siehe Anwendungsbeispiel Kapitel 8.3) eine 8 Bit Auflösung, was 256 Zuständen entspricht. Für einen ± 2 g Messbereich bedeutet dies eine Auflösung von 0.0156 g.

7.1.6 Rauschen

Das Rauschen, im Englischen als *Noise* bezeichnet, stellt eine Störgröße mit breitem Frequenzspektrum dar, das die Auflösung mitbestimmt. Es ist nicht deterministisch und kann daher nicht durch eine Kalibrierung des Sensors entfernt werden. Allerdings kann das Rauschen in Form einer Allan Varianz Berechnung ermittelt (siehe Kapitel 7.1.7) und durch anschließende Filterung verringert werden, was nicht ohne Auswirkung auf die Bandbreite ist. Im Fall von Drehratensensoren wird es in $^{\circ}/s$, im Fall von Beschleunigungssensoren in g angegeben – für eine bestimmte Betriebstemperatur und -spannung.

In den Datenblättern wird das Rauschen häufig dargestellt in Form von:

- PSD (Power Spectral Density): Rauschleistungsdichte in $[(g)^2/Hz]$ bzw. $[(^{\circ}/s)^2/Hz]$.
- (Total) RMS noise (Root Mean Square): Quadratischer Mittelwert/Standardabweichung/Wurzel der Rauschleistung in g bzw. $^{\circ}/s$.

Die Umrechnung der beiden Angaben des Rauschens erfolgt mittels $RMS = \sqrt{PSD \cdot \Delta f} = RW \cdot \sqrt{\Delta f}$, wobei Δf die Bandbreite des Sensors (siehe Kapitel 7.1.3) ist. Die Wurzel der Rauschleistungsdichte wird mit Random Walk (RW) bezeichnet (vgl. IEEE 1997; Groves 2008; Wendel 2011; Stockwell 2014). Der Random Walk wird in $[g/\sqrt{Hz}]$ bzw. $[^{\circ}/s/\sqrt{Hz}]$ angegeben.

Beispielsweise hat der 3-achsige Drehratensensor BMG160 eine 16 Bit Auflösung, was bei einem Wertebereich von beispielsweise 250 $^{\circ}/s$ einer Auflösung von 0.003 $^{\circ}/s$ entspricht (vgl. Tabelle 7.7; Bosch

Sensortec 2014b). Das Rauschen ist mit 0.1 °/s RMS angegeben. D.h. das Rauschen ist größer als die Auflösung der Digitalisierung. Somit stellt es den limitierenden Faktor der Auflösung dar (vgl. Freescale Semiconductor 2007).

Weiterführende Informationen sind u.a. in Titterton und Westen (2004) und Grewal et al (2013) zu finden.

7.1.7 Allan Varianz Parameter

Die Allan Varianz einer Zeitreihe von Daten stellt nach IEEE (2005) eine Charakterisierung des Rauschens und anderer Prozesse in den Daten als eine Funktion der Clusterzeit dar. Die Clusterzeit bestimmt sich mittels $T=n \cdot t_0$ in [s], wobei n die Anzahl der verwendeten Datenpunkte in einem Cluster und t_0 das Abtastintervall in [s] ist. Aus der Berechnung der Allan Varianz σ^2 (vgl. IEEE 2005; El-Sheimy et al 2008) lassen sich u.a. die folgenden Rauschgrößen bestimmen:

- Quantisierungsrauschen: Zufällige Abweichung des digitalisierten Signals, die durch Abtasten und Quantisierung des kontinuierlichen Signals entsteht. Im Fall von Drehratensensoren wird das Quantisierungsrauschen in [°] angegeben; im Fall von Beschleunigungssensoren in [m/s] (vgl. Lingner 2010):

$$\sigma^2(T) = \frac{3Q_z^2}{T^2} . \quad (7.1)$$

Q_z stellt den Koeffizienten des Quantisierungsrauschens dar.

- Angle Random Walk (ARW) bzw. Velocity Random Walk (VRW): Zufällige Abweichung des Winkels bzw. der Geschwindigkeit, die durch das weiße Rauschen (konstantes Leistungsdichtespektrum) in der Winkelgeschwindigkeit bzw. der Beschleunigung verursacht wird. Im Fall von Drehratensensoren wird der Angle Random Walk in [°/s/√Hz] angegeben; im Fall von Beschleunigungssensoren wird der Velocity Random Walk in [g/√Hz] angegeben. Weitere Umrechnungen sind in Teltschik (2007) zu finden:

$$\sigma^2(T) = \frac{Q^2}{T} . \quad (7.2)$$

Q stellt den Koeffizienten des Random Walk dar.

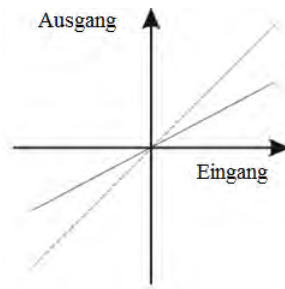
- Bias-Instabilität: Drift der Nullpunktverschiebung (siehe Kapitel 7.1.12), die durch Temperaturschwankungen verursacht wird. Im Fall von Drehratensensoren wird die Bias-Instabilität in [°/s] angegeben; im Fall von Beschleunigungssensoren in [g]:

$$\sigma^2(T) \cong \frac{2B^2}{\pi} \cdot \ln 2 . \quad (7.3)$$

B stellt den Koeffizienten der Bias-Instabilität dar.

7.1.8 Empfindlichkeit

Die *Empfindlichkeit* – im Englischen *Sensitivity*, *Gain* oder *Scale Factor* genannt – ist definiert als Verhältnis zwischen der Änderung im elektrischen Signal (Ausgangsgröße) zur Änderung im physikalischen Signal (Eingangsgröße) (vgl. Stanford 2014). Zum Beispiel ist die Empfindlichkeit bei einem Beschleunigungssensor das Verhältnis zwischen der Änderung der Spannung zur Beschleunigungsänderung, d.h. [V/g]. Bei digitalen Beschleunigungssensoren wird die Empfindlichkeit mit [LSB/g] (Least Significant Bit) angegeben. Die Angabe der Empfindlichkeit erfolgt für eine festgelegte Temperatur bei einer bestimmten Betriebsspannung (vgl. Foust und Puig 2013).



© 2013 John Wiley & Sons, Inc.

Abbildung 7.1 Empfindlichkeit (nach Grewal et al 2013)

In Abbildung 7.1 ist das Ausgangssignal über das Eingangssignal aufgetragen. Die Linien unterschiedlicher Steigung kennzeichnen verschiedene Empfindlichkeiten. Eine größere Steigung entspricht einer höheren Empfindlichkeit, d.h. der gleiche Eingangswert führt bei einem Sensor zu einem größeren Ausgabewert als bei einem Sensor mit niedriger Empfindlichkeit.

Die Abhängigkeit der Empfindlichkeit von der Temperatur wird mittels des *Temperaturkoeffizienten der Empfindlichkeit* beschrieben. Die prozentuale Änderung in [%/°C] erfolgt für einen angegebenen Bereich der Betriebstemperatur bei einer bestimmten Betriebsspannung. Im Englischen wird dieser Parameter mit dem Begriff *Sensitivity Temperature Coefficient* bezeichnet.

Im Fall des 3-achsigen Beschleunigungssensors von Analog Devices ADXL330 (Analog Devices 2007; siehe Anwendungsbeispiel Kapitel 8.4) wird die Empfindlichkeit für den Messbereich von ± 3 g mit 300 mV/g angegeben. Der Temperaturkoeffizient beträgt ± 0.015 %/°C.

7.1.9 Querachsenempfindlichkeit

Unter *Querachsenempfindlichkeit* wird der Einfluss einer orthogonal zur sensitiven Achse gemessenen Beschleunigung bzw. Winkelgeschwindigkeit auf diese verstanden. Für jede sensitive Achse werden 2 Werte angegeben, welche jeweils den prozentualen Einfluss der beiden anderen Achsen auf die Empfindlichkeit der sensitiven Achse darstellen (vgl. Groves 2008). Die Bezeichnungen lauten analog zu Foust und Puig (2013) und Freescale Semiconductor (2007) wie folgt

$$X: S_{xy}, S_{xz},$$

$$Y: S_{yz}, S_{yx},$$

$$Z: S_{zy}, S_{zx}.$$

(7.4)

Der erste Buchstabe im Index gibt dabei die sensitive Achse an; der zweite Buchstabe zeigt in Richtung der Achse, von welcher der Einfluss ausgeht. Die Angaben werden für eine bestimmte Temperatur und Betriebsspannung gemacht. Im Englischen wird dieser Parameter unter *Cross-Axis Sensitivity* aufgeführt.

Die Querachsenempfindlichkeit wird im Fall des 3-achsigen Beschleunigungssensors von Analog Devices ADXL330 (Analog Devices 2007; siehe Anwendungsbeispiel Kapitel 8.4) mit ± 1 % angegeben. Dies bedeutet beispielsweise, dass ± 1 % aller Messungen in x-Richtung Auswirkungen in y- und z-Richtung haben.

7.1.10 Nichtlinearität

Die ideale Transferfunktion für den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangswert ist für eine feste Temperatur und Betriebsspannung linear, d.h. Eingangs- und Ausgangswert sind proportional. In der Realität kommt es jedoch zu Abweichungen. Diese Abweichungen werden als *Nichtlinearität* bezeichnet; im Englischen wird dieser Parameter als *Integral Non-Linearity* oder *Non-Linearity* geführt (vgl. STMicroelectronics 2011). Er beschreibt die maximale Abweichung einer linearen Transferfunktion bezogen auf den Messbereich:

$$\frac{\text{max. Abweichung}}{\text{Messbereich}} \cdot 100\% . \quad (7.5)$$

In Abbildung 7.2 ist die Abweichung der Kennlinie von der linearen Kennlinie dargestellt.

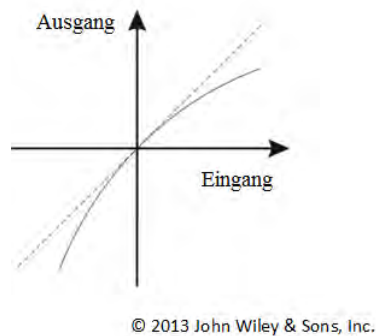


Abbildung 7.2 Nichtlinearität (nach Grewal et al 2013)

Die Nichtlinearität beträgt im Fall des 3-achsigen Beschleunigungssensors von Analog Devices ADXL330 (Analog Devices 2007; siehe Anwendungsbeispiel Kapitel 8.4) $\pm 0.3\%$ für den Messbereich von $\pm 3\text{ g}$. Die Bezugstemperatur ist 25 °C bzw. die Betriebsspannung beträgt 3 V .

7.1.11 Lineare Beschleunigungsempfindlichkeit

Bei Drehratensensoren wird der Einfluss der linearen Beschleunigung entlang einer Achse auf die Messung der Winkelgeschwindigkeit in Form der *linearen Beschleunigungsempfindlichkeit* bzw. *Linear Acceleration Sensitivity* im Englischen berücksichtigt. Die Angabe erfolgt in $[\text{dps/g}]$ für eine bestimmte Betriebstemperatur und -spannung.

7.1.12 Nullpunktverschiebung

Unter der Nullpunktverschiebung versteht man die Ausgabe eines Werts ungleich Null, auch wenn keine reale Beschleunigung bzw. Winkelgeschwindigkeit vorliegt. Die Messwerte müssen um diese Nullpunktverschiebung korrigiert werden, um die reale Beschleunigung bzw. Winkelgeschwindigkeit zu erhalten. Eine Nullpunktverschiebung führt ansonsten bei der Integration zu einem linear ansteigenden Geschwindigkeits- bzw. Winkelfehler (vgl. Teltschik 2007; Woodman 2007; Acar und Shkel 2009).

Im Englischen werden die Begriffe *Offset* und *Bias* verwendet. Die Angabe der Nullpunktverschiebung erfolgt in der Einheit der jeweils vom Sensor zu erfassenden Größe – $[\text{g}]$ oder $[\text{dps}]$ – in Bezug auf eine bestimmte Temperatur und Betriebsspannung.

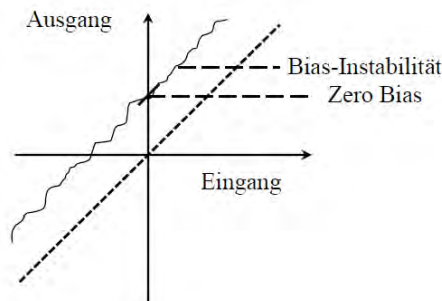


Abbildung 7.3 Nullpunktverschiebung bzw. Bias

Abbildung 7.3 zeigt die durch die Nullpunktverschiebung verschobene Kennlinie. Es wird zwischen einem konstantem Anteil, der sich von Einschaltvorgang zu Einschaltvorgang ändert und einem zeitlich veränderlichen Anteil unterschieden (vgl. Merhav 1996; Groves 2008). Im Fall des konstanten Anteils spricht man vom sog. *(Initial) Zero g/Rate Offset/Bias* oder dem *Turn on Bias*. Im Fall des zeitlich

veränderlichen Anteils spricht man von der *Bias Instability*, *In Run Bias Stability*, *(Zero) Bias Drift* oder dem *In Run Bias*. Die Bias-Instabilität lässt sich mittels der Allan Varianz bestimmen (siehe Kapitel 7.1.7).

Die Nullpunktverschiebung ist wie auch die Empfindlichkeit von der Temperatur abhängig. Der sog. *Offset Temperature Coefficient* bzw. *Zero g/Rate Bias Temperature Coefficient* wird in $[g/^{\circ}C]$ im Fall von Beschleunigungssensoren bzw. in $[dps/^{\circ}C]$ im Fall von Drehratensensoren angegeben. Der Koeffizient ist je nach sensitiver Achse für einen bestimmten Bereich der Betriebstemperatur bei einer bestimmten Betriebsspannung definiert.

Beispielsweise hat der 3-achsige Drehratensensor der Sensoror STIM300 IMU (Inertial Measurement Unit; Sensoror 2014) einen Zero Rate Bias von $\pm 250^{\circ}/h$ und eine Bias-Instabilität von $0.5^{\circ}/h$. Der integrierte 3-achsige Beschleunigungssensor hat einen Zero g Bias von $\pm 0.75\text{ mg}$ und eine Bias-Instabilität von 0.05 mg (vgl. Tabelle 7.8 und Tabelle 7.9).

7.1.13 Überlastbarkeit

Unter der Überlastbarkeit werden die Grenzen verstanden, die ein Sensor tolerieren kann, ohne eine dauerhafte Schädigung zu erleiden (Bertram 2014). Die typischen Grenzwerte werden für Spannung, Temperatur und Strom und mechanischen Schock angegeben. Im Englischen ist dieser Parameter unter *Absolute Maximum Ratings* zu finden (Wong 2011).

7.2 Kategorisierung und Marktrecherche (Stand Dezember 2014)

Die Kategorisierung der Inertialsensoren für Navigationsanwendungen wird nach dem Grad der Anwendung entsprechend bestimmter Sensorparameter vorgenommen.

Beim Grad der Anwendung (im Englischen Grade) wird üblicherweise zwischen Rate Grade, Tactical Grade, Navigation Grade und Strategic Grade unterschieden (u.a. Billep 1999; Barbour 2011; YOLE DÉVELOPPEMENT 2012b). Beispielhaft für die Kategorisierung nach dem Grad der Anwendung ist Tabelle 7.1 aufgelistet. Hier kategorisiert Barbour (2011) entsprechend der Bias-Instabilität den Grad der Anwendung.

Tabelle 7.1 Grad der Anwendung – Bias-Instabilität der Inertialsensoren (nach Barbour 2011)

Grad der Anwendung	Drehratensensoren	Beschleunigungssensoren
Strategic	$\sim 0.001^{\circ}/h$	$\sim 1\text{ }\mu\text{g}$
Navigation	$0.01^{\circ}/h$	$25\text{ }\mu\text{g}$
Tactical	$\sim 1^{\circ}/h$	$\sim 1\text{ mg}$
Rate: Consumer/Commercial	$> 1^{\circ}/h$	$> 50\text{ mg}$

Yazdi et al (1998), Billep (1999), Hiller (2004) und Nasiri (2014) nehmen die Kategorisierung für Drehratensensoren anhand der Sensorparameter u.a. Angle Random Walk, Bias-Instabilität, Messbereich und Bandbreite vor. KVH (2014) kategorisiert Drehratensensoren anhand ihrer Bias-Instabilität und stellt IMUs anhand der zugrunde liegenden Technologie gegenüber. Barbour und Schmidt (1998), De Agostino et al (2010) und Wendel (2011) nehmen auch die Kategorisierung anhand der zugrundeliegenden Technologie vor – sowohl für Beschleunigungssensoren als auch für Drehratensensoren. Weinberg (2004), Kempe (2010), Reif (2012) und Tronics (2013) ordnen ausgewählten Anwendungen u.a. die Sensorparameter Messbereich, Bandbreite, Auflösung und Bias-Instabilität zu.

Zusammenfassend lässt sich folgende Kategorisierung anhand der Bias-Instabilität für Navigationsanwendungen aufstellen:

Tabelle 7.2 Kategorisierung der Drehratensensoren anhand der Bias-Instabilität [$^{\circ}/h$]

Rate Grade 10 .. 1000		Tactical Grade 0.1 .. 10		Inertial/Navigation Grade	Strategic Grade
Commercial/ Consumer Grade 100 .. 1000	Industrial/Low- end-Tactical Grade 10 .. 100	Tactical Grade 0.1 .. 10	High-end Tactical/Short-term Navigation Grade 0.1 .. 1	0.01 .. 0.1	0.0001.. 0.01

Tabelle 7.3 Kategorisierung der Beschleunigungssensoren anhand der Bias-Instabilität [mg]

Rate Grade	Tactical Grade	Inertial/Navigation Grade	Strategic Grade
> 1	1 .. 0.01	0.01 .. 0.001	$<1 \cdot 10^{-3}$

Die Marktrecherche (Stand Dezember 2014) beinhaltet die Untersuchung von 3-achsigen MEMS-Beschleunigungssensoren, 3-achsigen MEMS-Drehratensensoren und MEMS-IMUs. Aufgrund der in Kapitel 3.4 beschriebenen Entwicklung hin zu integrierten Sensormodulen werden 1- und 2-achsige MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren ausgeschlossen.

Es werden die folgenden Hersteller mit in die Recherche aufgenommen: STMicroelectronics, Bosch Sensortec, Analog Devices, InvenSense, Honeywell Aerospace, UTC Aerospace, Maxim Integrated, Northrop Grumman Litef, Sensoror, Kionix und Freescale. Unter den Herstellern befinden sich die führenden Hersteller wie STMicroelectronics und Bosch Sensortec (siehe Kapitel 6; YOLE DÉVELOPPEMENT 2013), aber auch spezialisierte Hersteller wie beispielsweise UTC Aerospace, deren Sensoren u.a. in Raketen Anwendung finden.

Innerhalb eines Herstellers wird versucht, ein möglichst breites Spektrum der Güte der MEMS-Inertialsensoren auch im Hinblick auf verschiedene Anwendungen widerzuspiegeln. Für die jeweiligen Sensoren werden die folgenden Parameter aufgelistet: Hersteller, Herstellerbezeichnung, Messbereich, Bandbreite, Empfindlichkeit, Zero Bias, Bias-Instabilität, Spektrale Rauschleistungsdichte (PSD), Rauschen und Größe. Die jeweiligen Angaben beziehen sich auf eine bestimmte Betriebstemperatur und Betriebsspannung, die dem jeweiligen Datenblatt zu entnehmen ist. In der Tabelle 7.4 bis Tabelle 7.9 ist die spektrale Rauschleistungsdichte (PSD) entsprechend der Datenblattangaben aufgelistet, obwohl der jeweilige Wert eigentlich dem Random Walk, der Wurzel der Rauschleistungsdichte, entspricht. Das Rauschen entspricht der Wurzel der Rauschleistung (siehe Kapitel 7.1.6). Für einige Sensoren der Tabelle 7.4 bis Tabelle 7.9 wird seitens der Hersteller keine Angabe über die Bias-Instabilität gemacht. Dies ist verzichtbar, da diese Angabe für bestimmte Anwendungen dieser Sensoren wie beispielsweise im Automobilbereich irrelevant ist.

Das Verfahren zur Messung der Trägheitskraft und die jeweiligen Wandlungsformen im Fall von MEMS-Beschleunigungssensoren werden nicht als ergänzende Parameter aufgelistet, da diese Angaben häufig vom Hersteller nicht vorliegen. Eine Ausnahme stellt beispielsweise der Hersteller Bosch Sensortec (2014c) dar, der für den 3-achsigen Beschleunigungssensor BMA280 (vgl. Tabelle 7.5) als Funktionsprinzip das Auslenkungsprinzip angibt; die Wandlung erfolgt kapazitiv. Entsprechendes gilt für MEMS-Drehratensensoren.

Tabelle 7.4 MEMS-Beschleunigungssensoren (analog)

	Messbereich [g]	Bandbreite [Hz]	Empfindlichkeit [mV/g]	Nichtlinearität [%]	Zero g Bias [V]	PSD [$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$]	Rauschen [mg]	Größe [mm]
STMicroelectronics								
LIS244ALH	$\pm 2/\pm 6$	>1800	660/220	± 0.5 ($\pm 2\text{g}$)	1.65 ($\pm 2\text{g}$)	50 ($\pm 2\text{g}$)	--	4x4x1.5
Analog Devices								
ADXL335	± 3	X, Y: 1600 Z: 550	300	± 0.3	X, Y: 1.35 - 1.65 Z: 1.2 - 1.8	X, Y: 150 Z: 300	--	4x4x1.45
ADXL326	± 16	X, Y: 1600 Z: 550	57	± 0.3	X, Y: 1.35 - 1.65 Z: 1.2 - 1.8	300	--	4x4x1.45
ADXL377	± 200	X, Y: 1300 Z: 1000	6.5	± 0.5	1.4 - 1.6	X, Y: 2700 Z: 4300	--	3x3x1.45
Kionix								
KXRB5-2050	± 2	1000	660	± 0.1	1.584 - 1.716	45	--	3x5x0.9

Tabelle 7.5 MEMS-Beschleunigungssensoren (digital)

	Messbereich [g]	Bandbreite [Hz]	Empfindlichkeit [LSB/g]	Nichtlinearität [%]	Zero g Bias [mg]	PSD [$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$]	Rauschen [mg]	Größe [mm]
STMicroelectronics								
AIS3624DQ	$\pm 6/\pm 12/\pm 24$	25,50,200, 500	345/170/85	-	± 70 ($\pm 6\text{g}$)	600 ($\pm 6\text{g}$)	--	4x4x1.8
H3LIS331DL	$\pm 100/\pm 200/ \pm 400$	25,50,200, 500	20/10/5	± 2 ($\pm 70\text{g}$)	± 1000 ($\pm 100\text{g}$)	15·10 ³ ($\pm 100\text{g}$)	--	
Bosch Sensortec								
BMA220	$\pm 2/\pm 4/\pm 8/ \pm 16$	32,64,125, 250,500, 1000	16/8/4/2	± 2	± 95 ($\pm 2\text{g}$)	--	2 (1 kHz)	2x2x0.98
BMA280	$\pm 2/\pm 4/\pm 8/ \pm 16$	8,16,31,63, 125, 250, 500	4096/2048/1024/ 512	± 0.5 ($\pm 2\text{g}$)	± 50 ($\pm 2\text{g}$)	120 ($\pm 2\text{g}$)	--	2x2x0,95
BMA355	$\pm 2/\pm 4/\pm 8/ \pm 16$	8 - 1000	1024/512/256/ 128	--	± 60	150	--	1.2x1.5x0.8
Analog Devices								
ADXL350	$\pm 1/\pm 2/\pm 4/\pm 8$	1600	512/256/128/64	± 0.5	X, Y: ± 50 Z: ± 75	--	X,Y: 1.1 LSB Z: 1.7 LSB	4x3x1.2
ADXL345	$\pm 2/\pm 4/\pm 8/ \pm 16$	1600	256/128/64/32	± 0.5	X, Y: ± 35 Z: ± 40	X,Y: 290 Z: 430	X,Y: 0.75 LSB Z: 1.1 LSB	3x5x1
ADXL362	$\pm 2/\pm 4/\pm 8$	200	1000/500/250	± 0.5	X, Y: ± 35 Z: ± 50	X, Y: 550 Z: 920	--	3x3.25x1.06
Freescall								
FXLS8471Q	$\pm 2/\pm 4/\pm 8$	400	4096/2048/1024	± 0.5	± 20	126	--	3x3x1
MMA8652FC	$\pm 2/\pm 4/\pm 8$	400	1024/512/256	--	± 25	182	--	2x2x1
MMA8491Q	± 8	400	1024	± 1	± 100	--	11.5	3x3x1.05
FXLC9500VCL	$\pm 2/\pm 4/\pm 8$	966	16384/8192/4096	$\pm 0.25/\pm 0.5/\pm 1$	± 100	100 ($\pm 2\text{g}$)	3.12 ($\pm 2\text{g}$)	3x5x1
MMA955xL	$\pm 2/\pm 4/\pm 8$	244	16384/8192/4096	$\pm 0.25/\pm 0.5/\pm 1$	± 100	100 ($\pm 2\text{g}$)	--	3x3x1

Tabelle 7.6 MEMS-Drehratensensoren (analog)

	Messbereich [°/s]	Bandbreite [Hz]	Empfindlichkeit [mV/(°/s)]	Nichtlinearität [%]	Zero Rate Bias [V]	Bias- Instabilität [°/h]	PSD [°/s/ $\sqrt{\text{Hz}}$]	Rauschen [°/s]	Größe [mm]
Analog Devices									
ADXRS646	± 300	1000	9	± 0.01	2.7 - 3.3	12	0.01	--	7x7x3
ADXRS620	± 300	2500	6	± 0.1	2.2 - 2.8	21.6	0.05	--	7x7x3
UTC Aerospace									
SiRRS02	$\pm 50 - \pm 1500$	100	18.18 ($\pm 110^\circ/\text{s}$)	± 1	0.1 °/s	5	--	0.1	31.78x31.78x17.48

Tabelle 7.7 MEMS-Drehratensensoren (digital)

	Messbereich [°/s]	Bandbreite [Hz]	Empfindlichkeit [LSB/(°/s)]	Nichtlinearität [%]	Zero Rate Bias [°/s]	Bias- Instabilität [°/h]	PSD [°/s/√Hz]	Rauschen [°/s]	Größe [mm]
STMicroelectronics									
A3G4250D	±245	--	114	±0.2	±25	--	0.03 (50Hz)	--	4x4x1.1
L3G4IS	±250/±500/ ±2000	140	114/57/14	±0.2	±25	--	0.015	--	4x4x1
L3GD20	±250/±500/ ±2000	--	114/57/14	±0.2	±10/±15/±75	--	0.03	--	4x4x1
L3GD20H	±245/±500/ ±2000	--	114/57/14	±0.2	±25 (±2000°/s)	--	0.011 (50Hz)	--	3x3x1
Bosch Sensortec									
BMG160	±125/±250/ ±500/ ±1000/ ±2000	12,23,32,47, 64,116,230	262.4/131.2/ 65.6/32.8/16.4	±0.5 (±1000°/s, ±2000°/s)	±1	--	--	0.1	3x3x0.95
Analog Devices									
ADXRS453	±300	77.5	80	±0.05	±0.4	16	0.015	--	10.3x10.4x3.7
InvenSense									
MPU-3300	±225/±450	256	145.6/72.8	±0.2	±20	15	0.005	0.05	4x4x0.9
ITG-3050	±250/±500/ ±1000/±2000	--	131/65.5/32.8/ 16.4	±0.2	±20	--	0.01	0.1	4x4x0.9
Maxim Integrated									
MAX21000	±31.25/±62.5/ ±125/±250/500/ ±1000/±2000	400	960/480/240/ 120/60/30/15	±0.2	±0.5	4	0.009	--	3x3x0.9
Freescale									
FXAS21002	±250/±500/ ±1000/±2000	400	131/65.5/32.8/ 16.4	--	--	--	0.025	0.25	4x4x1

Tabelle 7.8 MEMS-IMU: Drehratensensoren (digital)

	Messbereich [°/s]	Bandbreite [Hz]	Empfindlichkeit [LSB/(°/s)]	Nichtlinearität [%]	Zero Rate Bias [°/s]	Bias- Instabilität [°/h]	PSD [°/s/√Hz]	Rauschen [°/s]
InvenSense								
MPU-6500	±250/±500/±1000/±2000	250	131/65.5/32.8/16.4	±0.1	±5	--	0.01	0.1 (92 Hz)
Maxim Integrated								
MAX21100	±250/±500/±1000/±2000	2000	120/60/30/15	±0.1	±0.5	4	0.009	--
Honeywell Aerospace								
HG1930CA50	X: 7200 ; Y, Z: 1440	300	--	--	±0.0056	1	--	--
HG1930BA50	X: 7200 ; Y, Z: 1440	300	--	--	±0.0111	1.5	--	--
HG1930AA50	X: 7200 ; Y, Z: 1440	300	--	--	±0.0167	1.5	--	--
Northrop Grumman Litef								
μIMU-I	±610/±1000/±1500	512	--	--	±0.0017	0.1	--	--
Analog Devices								
ADIS16485	±450	330	3276540	±0.01	±0.2	6.25	0.0066	0.16
ADIS16445	±62/±125/±250	330	400/200/100	±0.1	±0.5	12	0.011	0.22
ADIS16375	±300	330	76.3	±0.025	±1	12	0.02	0.45
ADIS16367	±300/±600/±1200	330	20/10/5	±0.1	±3	47	0.044	0.8
ADIS16365	±75/±150/±300	330	80/40/20	±0.1	±3	25	0.044	0.8
ADIS16364	±75/±150/±300	330	80/40/20	±0.1	±3	25	0.044	0.8
ADIS16362	±75/±150/±300	330	80/40/20	±0.1	±3	25	0.044	0.8
ADIS16334	±75/±150/±300	330	80/40/20	±0.1	±3	26	0.044	0.75
Sensoror								
STIM300	±200/±400	262	--	±200°/s: 25 ppm ±400°/s: 50 ppm	±0.0694	0.5	--	--

Tabelle 7.9 MEMS-IMU: Beschleunigungssensoren (digital)

	Messbereich [g]	Bandbreite [Hz]	Empfindlichkeit [LSB/g]	Nichtlinearität [%]	Zero g Bias [mg]	Bias- Instabilität [mg]	PSD [$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$]	Rauschen [mg]	Größe [mm]
InvenSense									
MPU-6500	$\pm 2/\pm 4/\pm 8/\pm 16$	260	16384/8192/ 4096/2038	± 0.5	± 60	--	300	--	3x3x0.9
Maxim Integrated									
MAX21100	$\pm 2/\pm 4/\pm 8/\pm 16$	300	15000/7500/ 3750/1875	± 0.5	X,Y: ± 20 Z: ± 35	--	140	--	3x3x0.83
Honeywell Aerospace									
HG1930CA50	X: 85; Y, Z: 35	50-300	--	--	± 5	0.3	--	--	82 cm ³
HG1930BA50	X: 85; Y, Z: 35	50-300	--	--	± 10	0.5	--	--	82 cm ³
HG1930AA50	X: 85; Y, Z: 35	50-300	--	--	± 10	0.5	--	--	82 cm ³
Northrop Grumman									
$\mu\text{IMU-I}$	± 40	25-512	--	--	± 3	0.01	--	--	d=85, H=60 → 340 cm ³
Analog Devices									
ADIS16485	± 5	330	262123198	± 0.1	± 3	0.032	55	1.25	47x44x14
ADIS16445	± 5	330	4000	± 0.2	± 8	0.075	105	2.25	37.7x24.2x10.6
ADIS16375	± 18	330	1221	± 0.1 ($\pm 10\text{g}$) ± 0.5 ($\pm 18\text{g}$)	± 16	0.13	60	1.5	47x44x14
ADIS16367	± 18	330	300	± 0.1	± 50	0.2	500	9	23x23x23
ADIS16365	± 18	330	300	± 0.1	± 50	0.2	500	9	23x23x23
ADIS16364	± 5	330	1000	± 0.1	± 8	0.1	270	5	23x23x23
ADIS16362	± 1.7	330	3000	± 0.1	± 6	0.041	230	5	23x23x23
ADIS16334	± 5	330	1000	± 0.1	± 12	0.1	221	4	32.7x24.2x10.6
Sensoror									
STIM300	± 10	262	--	± 0.01	± 0.75	0.05	--	--	38.6x44.8x21.5

Entsprechend der Kategorisierung anhand der Bias-Instabilität in Tabelle 7.2 und Tabelle 7.3 kann gezeigt werden, dass die auf dem Markt im Dezember 2014 verfügbaren MEMS-Inertialsensoren bzw. MEMS-IMUs dem Rate Grade und Tactical Grade zuzuordnen sind. Die dem Tactical Grade entsprechenden Sensoren sind in der Tabelle 7.6 - Tabelle 7.9 grau hinterlegt. Alle anderen MEMS-Inertialsensoren entsprechen dem Rate Grade.

Zu beachten ist, dass bei der Kategorisierung der MEMS-IMUs die Zuordnung entsprechend der integrierten MEMS-Drehratensensoren gemacht wurde, da deren Einfluss größere Bedeutung im Hinblick auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit hat (siehe Kapitel 7.3).

Die Auswirkungen der Zuordnung der MEMS-Inertialsensoren zum Rate Grade und Tactical Grade auf die Geschwindigkeits-, Positions- und Orientierungsgenauigkeit bzw. die Genauigkeitsanforderungen an MEMS-Inertialsensoren für geodätische und navigatorische Anwendungen, werden im folgenden Kapitel 7.3 beschrieben.

7.3 Grobe Genauigkeitsabschätzung von MEMS-Inertialsensoren

Um die Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren für geodätische und navigatorische Anwendungen grob abschätzen zu können (siehe Kapitel 7.5), werden im Folgenden die Hauptfehlereinflüsse der Inertialsensoren auf die Geschwindigkeit, Position und Orientierung untersucht (vgl. auch Grewal und Andrews 2010).

Hier wird angenommen, dass der MEMS-Inertialsensor sich in Ruhe auf der Erdoberfläche befindet und somit nur die Erdbeschleunigung wirkt. Auch wird angenommen, dass die Beobachtungszeit kurz ist, d.h. sie beträgt maximal eine Stunde. Des Weiteren gilt, dass die Hauptfehlereinflüsse nicht gekoppelt auftreten.

Eine Hauptfehlerquelle stellt der Sensorparameter *Zero Bias* (siehe Kapitel 7.1.12) dar. Der Einfluss des Zero g Bias Δb_a auf die Geschwindigkeit Δv und die Position Δs lässt sich mittels

$$\Delta v = \int_t \Delta b_a \cdot dt = \Delta b_a \cdot t, \Delta s = \int_t \Delta v \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot \Delta b_a \cdot t^2 \quad (7.6)$$

bestimmen. Dieser wirkt additiv (vgl. u.a. Wendel 2011). Der Einfluss des Zero Rate Bias Δb_ω wirkt sich als Lagefehler $\Delta \omega$ bzw. in Folge als Fehler in der Schwerebeschleunigung Δg aus

$$\Delta \omega = \int_t \Delta b_\omega \cdot dt = \Delta b_\omega \cdot t, \Delta g \approx g \cdot \Delta \omega = g \cdot \Delta b_\omega \cdot t, \quad (7.7)$$

was zu einem Anwachsen der Fehler der Geschwindigkeit Δv und der Position Δs führt (vgl. El-Sheimy und Niu 2007; Wendel 2011). Dies lässt sich näherungsweise mittels

$$\Delta v = \int_t \Delta g \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot g \cdot \Delta b_\omega \cdot t^2, \Delta s = \int_t \Delta v \cdot dt = \frac{1}{6} \cdot g \cdot \Delta b_\omega \cdot t^3 \quad (7.8)$$

berechnen (vgl. Hou 2004).

Tabelle 7.10 stellt die Auswirkung des Zero g Bias von 0.01 bis 100 mg des Beschleunigungssensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit dar. Tabelle 7.11 fasst die Auswirkung des Zero Rate Bias von 0.001 bis 1 ‰ des Drehratensensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit zusammen.

Für die dem Tactical Grade zugeordnete MEMS-IMU ADIS16485 (vgl. Tabelle 7.8 und Tabelle 7.9) ist der Zero g Bias ± 3 mg und der Zero Rate Bias 0.2 ‰. Dies führt im Fall des Zero g Bias nach 60 s zu einem Geschwindigkeitsfehler von 1.77 m/s und einem Positionsfehler von 52.97 m. Im Fall des Zero Rate Bias beträgt der Geschwindigkeitsfehler nach 60 s 61.64 m/s und der Positionsfehler $1.23 \cdot 10^3$ m.

Tabelle 7.10 Auswirkung des Zero g Bias des Beschleunigungssensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit

Zero g Bias [mg]	Geschwindigkeitsfehler [m/s] nach				Positionsfehler [m] nach			
	1s	10s	60s	1h	1s	10s	60s	1h
± 0.01	$9.81 \cdot 10^{-5}$	$9.81 \cdot 10^{-4}$	$58.86 \cdot 10^{-4}$	0.35	$4.91 \cdot 10^{-5}$	$4.91 \cdot 10^{-3}$	0.18	636.34
± 0.1	$9.81 \cdot 10^{-4}$	$9.81 \cdot 10^{-3}$	$58.86 \cdot 10^{-3}$	3.53	$4.91 \cdot 10^{-4}$	$4.91 \cdot 10^{-2}$	1.77	$6.36 \cdot 10^3$
± 1	$9.81 \cdot 10^{-3}$	$9.81 \cdot 10^{-2}$	$58.86 \cdot 10^{-2}$	35.32	$4.91 \cdot 10^{-3}$	0.49	17.66	$6.36 \cdot 10^4$
± 10	$9.81 \cdot 10^{-2}$	$9.81 \cdot 10^{-1}$	5.89	353.16	0.05	4.91	176.58	$6.36 \cdot 10^5$
± 100	0.98	9.81	58.86	$3.53 \cdot 10^3$	0.49	49.05	$1.77 \cdot 10^3$	$6.36 \cdot 10^6$

Tabelle 7.11 Auswirkung des Zero Rate Bias des Drehratensensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit

Zero Rate Bias [°/s]	Geschwindigkeitsfehler [m/s] nach				Positionsfehler [m] nach			
	1s	10s	60s	1h	1s	10s	60s	1h
±0.001	$8.56 \cdot 10^{-5}$	$8.56 \cdot 10^{-3}$	0.31	$1.11 \cdot 10^3$	$2.85 \cdot 10^{-5}$	0.03	6.16	$1.33 \cdot 10^6$
±0.01	$8.56 \cdot 10^{-4}$	0.09	3.08	$1.11 \cdot 10^4$	$2.85 \cdot 10^{-4}$	0.29	61.63	$1.33 \cdot 10^7$
±0.1	$8.56 \cdot 10^{-3}$	0.85	30.82	$1.11 \cdot 10^5$	$2.85 \cdot 10^{-3}$	2.85	616.38	$1.33 \cdot 10^8$
±1	$8.56 \cdot 10^{-2}$	8.56	308.19	$1.11 \cdot 10^6$	$2.85 \cdot 10^{-2}$	28.54	$6.16 \cdot 10^3$	$1.33 \cdot 10^9$

Grundsätzlich gilt, dass die *Bias-Instabilität* ein bis zwei Größenordnungen kleiner ist als der Zero Bias. Die Auswirkungen auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit sind entsprechend geringer.

Eine weitere Hauptfehlerquelle stellt der Sensorparameter *Rauschen* dar (siehe Kapitel 7.1.6). Der Einfluss des Rauschens v_a in Form der Rauschleistungsdichte (PSD) – korrekt des Random Walk – [$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$] des Beschleunigungssensors auf die Geschwindigkeit Δv und die Position Δs lässt sich mittels

$$\Delta v = \Delta v_a \cdot \sqrt{t}, \Delta s = \int_t \Delta v \cdot dt = (\Delta v_a \cdot \sqrt{t}) \cdot t \quad (7.9)$$

bestimmen. Der Einfluss des Rauschens v_ω in Form der Rauschleistungsdichte – korrekt des Random Walk – [$^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$] des Drehratensensors auf die Geschwindigkeit Δv und die Position Δs lässt sich entsprechend den Gleichungen (7.7) und (7.8) näherungsweise mittels

$$\Delta g \approx g \cdot \Delta \omega = g \cdot (\Delta v_\omega \cdot \sqrt{t}) \quad (7.10)$$

$$\Delta v = \int_t \Delta g \cdot dt = g \cdot (\Delta v_\omega \cdot \sqrt{t}) \cdot t, \Delta s = \int_t \Delta v \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot g \cdot (\Delta v_\omega \cdot \sqrt{t}) \cdot t^2 \quad (7.11)$$

berechnen.

Tabelle 7.12 stellt die Auswirkung des Rauschens von 10 bis 1000 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ des Beschleunigungssensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit dar. Tabelle 7.13 fasst die Auswirkung des Rauschens von 0.0001 bis 0.1 $^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$ des Drehratensensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit zusammen.

Für die dem Tactical Grade zugeordnete MEMS-IMU ADIS16485 (vgl. Tabelle 7.8 und Tabelle 7.9) beträgt das Rauschen des 3-achsigen Beschleunigungssensors 55 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ und des 3-achsigen Drehratensensors 0.0066 $^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$. Das Rauschen des Beschleunigungssensors führt nach 60 s zu einem Geschwindigkeitsfehler von $0.42 \cdot 10^{-2}$ m/s und einem Positionsfehler von 0.25 m. Im Fall Rauschens des Drehratensensors ergeben sich nach 60 s ein Geschwindigkeitsfehler von 0.53 m/s und ein Positionsfehler von 15.76 m.

Tabelle 7.12 Auswirkung des Rauschens des Beschleunigungssensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit

PSD [$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$]	Geschwindigkeitsfehler [m/s] nach				Positionsfehler [m] nach			
	1s	10s	60s	1h	1s	10s	60s	1h
10	$9.81 \cdot 10^{-5}$	$3.10 \cdot 10^{-4}$	$7.59 \cdot 10^{-4}$	$5.89 \cdot 10^{-3}$	$9.81 \cdot 10^{-5}$	$3.10 \cdot 10^{-3}$	0.05	21.19
100	$9.81 \cdot 10^{-4}$	$3.10 \cdot 10^{-3}$	$7.59 \cdot 10^{-3}$	0.06	$9.81 \cdot 10^{-4}$	0.03	0.46	211.90
1000	$9.81 \cdot 10^{-3}$	0.03	0.08	0.59	$9.81 \cdot 10^{-3}$	0.31	4.56	$2.12 \cdot 10^3$

Tabelle 7.13 Auswirkung des Rauschens des Drehratensensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit

PSD [°/s/√Hz]	Geschwindigkeitsfehler [m/s] nach				Positionsfehler [m] nach			
	1s	10s	60s	1h	1s	10s	60s	1h
0.0001	$1.71 \cdot 10^{-5}$	$5.41 \cdot 10^{-4}$	$7.96 \cdot 10^{-3}$	3.69	$8.56 \cdot 10^{-6}$	$2.71 \cdot 10^{-3}$	0.24	$6.66 \cdot 10^3$
0.001	$1.71 \cdot 10^{-4}$	$5.41 \cdot 10^{-3}$	0.08	36.98	$8.56 \cdot 10^{-5}$	0.03	2.38	$6.66 \cdot 10^4$
0.01	$1.71 \cdot 10^{-3}$	0.05	0.79	369.83	$8.56 \cdot 10^{-4}$	0.27	23.87	$6.66 \cdot 10^5$
0.1	0.02	0.54	7.96	$3.69 \cdot 10^3$	$8.56 \cdot 10^{-3}$	2.71	238.73	$6.66 \cdot 10^6$

Die *Querachsenempfindlichkeit* (siehe Kapitel 7.1.9) liegt bei den in der Tabelle 7.4 bis Tabelle 7.9 aufgelisteten Inertialsensoren nach Herstellerangaben zwischen 0.01 % - 1 %.

Der Einfluss der Querachsenempfindlichkeit $\Delta\theta$ auf die Geschwindigkeit Δv und die Position Δs lässt sich entsprechend der Gleichungen (7.7) und (7.8) näherungsweise mittels

$$\Delta g \approx g \cdot \Delta\theta \quad (7.12)$$

$$\Delta v = \int_t \Delta g \cdot dt = g \cdot \Delta\theta \cdot t, \Delta s = \int_t \Delta v \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot g \cdot \Delta\theta \cdot t^2 \quad (7.13)$$

berechnen (vgl. Hou 2004).

Tabelle 7.14 Auswirkung der Querachsenempfindlichkeit auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit

Querachsen- empfindlichkeit [%]	Geschwindigkeitsfehler [m/s] nach				Positionsfehler [m] nach			
	1s	10s	60s	1h	1s	10s	60s	1h
0.01	$9.81 \cdot 10^{-4}$	$9.81 \cdot 10^{-3}$	0.06	3.53	$4.91 \cdot 10^{-4}$	0.05	1.77	$6.36 \cdot 10^3$
0.1	$9.81 \cdot 10^{-3}$	0.09	0.59	35.32	$4.91 \cdot 10^{-3}$	0.49	17.66	$6.36 \cdot 10^4$
1	0.09	0.98	5.89	353.16	0.05	4.91	176.58	$6.36 \cdot 10^5$

In Tabelle 7.14 entspricht einer Querachsenempfindlichkeit von 1 % ein Winkel von 10 mrad. Tabelle 7.14 verdeutlicht, dass die Inertialsensoren kalibriert werden müssen, da sich die Querachsenempfindlichkeit auf die Berechnung der Geschwindigkeit und Position auswirkt (vgl. auch Vectornav 2014).

Im Folgenden wird nun der Fehlereinfluss des Zero g Bias auf die Orientierungsmessung untersucht, da dieser den Hauptfehlerinfluss des Beschleunigungssensors darstellt. Es wird weiterhin angenommen, dass der MEMS-Inertialsensor sich in Ruhe auf der Erdoberfläche befindet. Im Zuge der Initialisierung eines Inertialnavigationssystems werden Roll-Winkel ϕ (Drehung um die x-Achse) und Pitch-Winkel θ (Drehung um die y-Achse) (siehe Kapitel 8.1.2; Wendel 2011) bestimmt, d.h. die Lage des horizontalen zum körperfesten System:

$$\phi = \arctan\left(\frac{a_y}{a_z}\right) = \arcsin\left(\frac{-a_y}{g \cdot \cos\theta}\right), \theta = \arcsin\left(\frac{a_x}{g}\right) \quad (7.14)$$

Der Einfluss des Zero g Bias Δb_a auf den Pitch- und Roll-Winkel lässt sich mittels

$$\Delta\phi \approx \frac{-\Delta b_a}{g}, \Delta\theta \approx \frac{\Delta b_a}{g} \quad (7.15)$$

bestimmen (vgl. Teltschik 2007):

Tabelle 7.15 Auswirkung des Zero g Bias des Beschleunigungssensors auf die Orientierungsgenauigkeit

Zero g Bias [mg]	Orientierungsfehler [°]
0.01	$5.73 \cdot 10^{-3}$
0.1	$5.73 \cdot 10^{-2}$
1	0.06
10	0.57
100	5.73

Für die dem Tactical Grade zugeordnete MEMS-IMU ADIS16485 (vgl. Tabelle 7.8 und Tabelle 7.9) ist der Zero g Bias ± 3 mg. Dies führt zu einem Betrag des Orientierungsfehlers von 0.17° . Weitere Fehlereinflüsse auf die Orientierungsgenauigkeit sind in Vectornav (2014) zu finden.

Zusammenfassend können bezüglich der Hauptfehlereinflüsse der Inertialsensoren und deren Auswirkung auf die Geschwindigkeits-, Positions- und Orientierungsgenauigkeit folgende Schlussfolgerungen formuliert werden.

In der Tabelle 7.10 bis Tabelle 7.13 ist zu erkennen, dass die Genauigkeit des Drehratensensors eine größere Bedeutung als die Genauigkeit des Beschleunigungssensors in Bezug auf die Navigationslösung hat (vgl. auch El-Sheimy und Niu 2007). Der Zero Rate Bias des Drehratensensors geht mit t^3 in den Positionsfehler ein; der Zero g Bias des Beschleunigungssensors dagegen nur quadratisch mit t^2 . Und es wird deutlich, dass ein Fehler der Orientierungsmessung den Fehler der Positionsmessung verstärkt.

Des Weiteren ist festzustellen, dass die aufgezeigten Auswirkungen der Fehler Zero Bias bzw. Bias-Instabilität, Rauschen und Querachsenempfindlichkeit der MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren nur unter der Annahme, dass der MEMS-Inertialsensor in Ruhe auf der Erdoberfläche ist, gelten. Dies sind optimistische Werte. Die tatsächlichen Auswirkungen unter Berücksichtigung weiterer Fehlereinflüsse wie Skalierungsfaktor oder Nichtlinearität, der Kopplung von Fehlereinflüssen und der Betrachtung des beschleunigten Falls sind größer (vgl. auch Niu et al 2006; El-Sheimy und Niu 2007).

Auch konnte gezeigt werden, dass eine Kalibrierung der Sensoren erfolgen muss, da sonst beispielsweise durch die Querachsenempfindlichkeit (vgl. Tabelle 7.14) Fehler in der Berechnung der Geschwindigkeit und Position entstehen. Auch sollte eine Echtzeit-Kalibrierung während des Betriebs erfolgen, um beispielsweise Fehler durch die Bias-Instabilität zu schätzen und zu kompensieren. Dies geschieht üblicherweise mittels einer Kalman-Filterung (vgl. Grewal und Andrews 2010).

7.4 Genauigkeitsuntersuchung von MEMS-Inertialsensoren hinsichtlich der Integration in einen handgeführten 3D-Scanner

Ein Anwendungsfeld von MEMS-Inertialsensoren stellt die Bestimmung der Orientierung und Position eines Scankopfes zur Vermessung kleinerer Objekte wie beispielsweise Schuhe dar. Das Gesamtsystem des handgeführten 3D-Scanners der corpus.e AG besteht prinzipiell aus zwei Messsystemen (vgl. Abbildung 7.4). Das erste beinhaltet die MEMS-Einheit, welche zur Bestimmung der Position und Orientierung des Scankopfes und einer Kamera dient. Das zweite besteht aus dem besagten Scankopf und der Kamera, mit Hilfe derer eine aktive Triangulation durchgeführt werden kann und die Oberfläche von Objekten photogrammetrisch erfasst werden kann. Die Genauigkeitsanforderungen an das Messsystem 1 liegen dabei bei einer maximalen Abweichung von 1 mm in der Position.

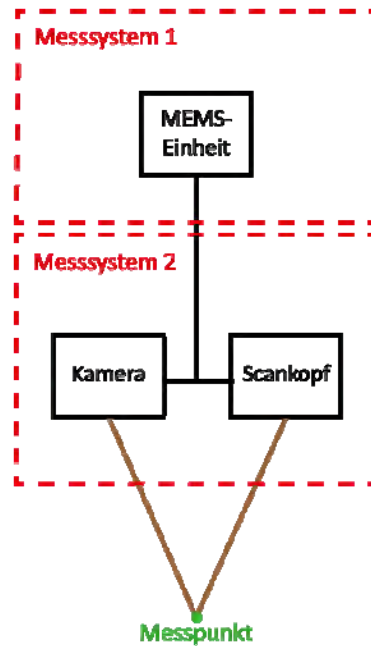


Abbildung 7.4 Messkonzept des Innenschuhscanners (Reinhold 2011)

Reinhold (2011) hat untersucht, inwiefern sich MEMS-Inertialsensoren hinsichtlich der Genauigkeit dafür eignen, die Position und die Orientierung des Scankopfes eines handgeführten 3D-Scanners zu bestimmen. Hierzu hat er ein Fehlermodell aufgestellt, das die Hauptfehlereinflüsse Zero Bias und Rauschen berücksichtigt und er hat dieses Fehlermodell anhand ausgewählter MEMS-Inertialsensoren ausgewertet und den Einfluss auf die Positions- und Orientierungsgenauigkeit bestimmt. Letztlich wurde mittels eines Messversuchs mit dem 3-achsigen MEMS-Beschleunigungssensor BMA 145 von Bosch Sensortec und drei 1-achsigen MEMS-Drehratensensoren CRG20 von Silicon Sensing Systems die absolute Genauigkeit der Positionsbestimmung überprüft.

Das Ergebnis der Untersuchung ist, dass der Zero Bias die größte Fehlerquelle der MEMS-Inertialsensoren darstellt und folglich für die größten Positionsabweichungen verantwortlich ist. Auch wurde gezeigt, dass die Positionsabweichung mit kalibrierten (um den Zero Bias eliminierten) Messdaten bei einer Referenzstrecke von 57 cm 1.8 cm beträgt. Die Messzeit betrug hierbei weniger als 1 s.

Dieses Beispiel der Integration von MEMS-Inertialsensoren in einen handgeführten 3D-Scanner zeigt, dass es notwendig ist, die Position der MEMS-Inertialsensoren in regelmäßigen Abständen über ein zusätzliches Messsystem zu referenzieren. Sonst kann eine hohe Genauigkeit auch mit hochwertigen und präzisen inertialen Sensoren bei kontinuierlichen Messungen nicht erreicht werden. Eine weitere Verbesserung der Genauigkeit kann infolge einer vollständigen Sensorkalibrierung vor jeder Messung erreicht werden, mit Hilfe derer die Sensorparameter immer auf dem aktuellsten Stand gehalten werden können. Letztlich konnte gezeigt werden, dass die auf dem Markt verfügbaren MEMS-Inertialsensoren noch nicht den gestellten Anforderungen für den Einsatz in einem handgeführten 3D-Scanner genügen, und die geforderte Genauigkeit von 1 mm in der Position von keinem Sensor erreicht werden konnte (vgl. Reinhold et al 2011).

7.5 Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren in der Geodäsie und Navigation

Bei der groben Genauigkeitsabschätzung von MEMS-Inertialsensoren wird deutlich, dass die Hauptfehlereinflüsse wie Zero Bias und Rauschen große Abweichungen in der Geschwindigkeit, Position und Orientierung schon nach kurzen Messzeiten zwischen 1 - 10 s verursachen. Zusätzlich ist zu erkennen, dass die Genauigkeit des Drehratensensors eine größere Bedeutung als die Genauigkeit des Beschleunigungssensors hat bzw. Fehler der Orientierungsmessung den Fehler der Positionsmessung verstärken. Auch wird deutlich, dass Fehler wie beispielsweise die Bias-Instabilität geschätzt und kompensiert werden müssen. Bei der Genauigkeitsabschätzung wurden keine weiteren Fehlereinflüsse wie

Skalierungsfaktor oder Nichtlinearität, die Kopplung von Fehlereinflüssen oder der beschleunigte Fall berücksichtigt (siehe Kapitel 7.3).

Das Beispiel der Integration von MEMS-Inertialsensoren in einen handgeführten 3D-Scanner bekräftigt, dass eine Verbesserung der Genauigkeit infolge einer vollständigen Sensorkalibrierung vor jeder Messung erreicht werden kann. Auch wird deutlich, dass die Position der MEMS-Inertialsensoren in regelmäßigen Abständen über ein zusätzliches Messsystem referenziert werden sollte. Sonst kann eine hohe Genauigkeit auch mit hochwertigen und präzisen inertialen Sensoren bei kontinuierlichen Messungen nicht erreicht werden (vgl. Goodall et al 2012; Goodall et al 2013). Letztlich konnte im Fall des handgeführten 3D-Scanners gezeigt werden, dass die auf dem Markt (Stand Juni 2011) verfügbaren MEMS-Inertialsensoren noch nicht den gestellten Anforderungen genügen, und die geforderte Genauigkeit von 1 mm in der Position von keinem Sensor erreicht werden konnte (siehe Kapitel 7.4).

D.h. die einzige Alternative für hochpräzise Anwendungen in der Geodäsie und Navigation stellt folglich eine vollständige Sensorkalibrierung kombiniert mit einem regelmäßigen Referenzieren der gemessenen Position durch ein zusätzliches Messsystem mit guter Langzeitstabilität nach sehr kurzen Messzeiten dar (vgl. auch Von Hinüber 2014).

In Kapitel 8.4 wird ergänzend gezeigt, dass eine Genauigkeitssteigerung durch die Stützung mittels absoluter Sensoren wie beispielsweise GNSS erreicht werden kann. Bei der Bewegungserfassung dienen beispielsweise sog. Zero Velocity Updates (ZUPT) dazu, die Geschwindigkeit in gewissen Abständen (< 1 s) auf null zu reduzieren, um die Fehler nicht ansteigen zu lassen (siehe Kapitel 8.3).

8 Aktuelle Anwendungen in der Geodäsie und Navigation

Die Aufteilung der Anwendungsfelder von MEMS in einzelne Teilgebiete wird in Kapitel 3.3 beschrieben. MEMS findet man folglich u.a. in Airbag- und Reifendrucksystemen, in Digitalkameras, Handys, Druckköpfen von Tintenstrahldruckern, Herzschrittmachern und Biochips zur DNA-Analyse.

Neben diesen Anwendungen werden MEMS-Inertialsensoren auch in den Bereichen der Geodäsie und Navigation eingesetzt (vgl. auch Efinger 2013). Beispielhaft für Anwendungen in der Geodäsie werden die optische Bildstabilisierung, die Neigungsbestimmung, die Erfassung von Bauwerksschwingungen und die Erfassung von Unebenheiten der Räder und des Gleisbetts der Bahn erläutert (siehe Kapitel 8.1). In Kapitel 8.2 werden Fahrerassistenzsysteme, Koppelnavigationssysteme und die Bewegungserfassung als beispielhafte Anwendungen aus der Navigation genannt, bevor zwei Beispiele für am Institut für Navigation entwickelte Anwendungen (siehe und Kapitel 8.3 und Kapitel 8.4) detaillierter erläutert werden. Kapitel 8.5 stellt einen Ausblick zukünftiger Anwendungen dar.

8.1 Anwendungen in der Geodäsie

8.1.1 Optische Bildstabilisierung

Eine Anwendung in der Geodäsie ist die Bildstabilisierung, d.h. die Erfassung und Kompensation hochfrequenter Bewegungen, die aus Verwacklungen durch Fotografieren aus der Hand entstehen. Im Folgenden handelt es sich um Consumer-Kameras und nicht um photogrammetrische Kameras. Nach Sachs et al (2014) können zwei Arten der optischen Bildstabilisierung unterschieden werden: Es werden entweder bildstabilisierende, optische Elemente im Objektiv verschoben oder es wird der Bildsensor bewegt.

Bei Bildstabilisierungsobjektiven werden zwei ein-achsige oder ein zwei-achsiger MEMS-Drehratensensor verwendet, um die Bewegung der Kamera zu detektieren und mittels linearer Motoren oder durch Verschiebung von Linsen zu kompensieren.

Der Hersteller Tamron hat den sog. VC (Vibration Compensation) Mechanismus entwickelt, der ein VC Element enthält, das die Vibrationen durch Bewegungen parallel zur Bildebene ausgleicht (siehe Abbildung 8.1). Nach Tamron (2014) hat das VC Element drei Magnete, die durch entsprechende Antriebsspulen angesteuert werden können. In der Antriebsspuleneinheit ist ein Positionsdetektor angebracht, der die jeweilige Position des VC Elements feststellt und an die Steuereinheit meldet. In der Steuereinheit sind zwei Drehratensensoren angebracht, die in der Lage sind, die horizontalen und vertikalen Vibrationen zu erfassen und an den Mikroprozessor zu melden. Das VC Element ist frei gelagert (zwei Freiheitsgrade, parallel zur Bildebene) und kann die Vibrationen entsprechend in allen Richtungen ausgleichen. Treten wie in Abbildung 8.2 dargestellt Vibrationen auf, entsteht auf der Bildebene ein unscharfes Bild, proportional zum Rotationswinkel der Vibrationen. Die Drehratensensoren erfassen die jeweiligen Vibrationen und geben diese an den Mikroprozessor weiter. Dieser berechnet den Rotationswinkel und gibt entsprechende Steuerbefehle an die Antriebseinheit, die wiederum das VC Element entgegen der Vibrationsrichtung verschiebt. Dieser Vorgang wiederholt sich mit einer Frequenz von 4 kHz.

Der VC-Mechanismus:

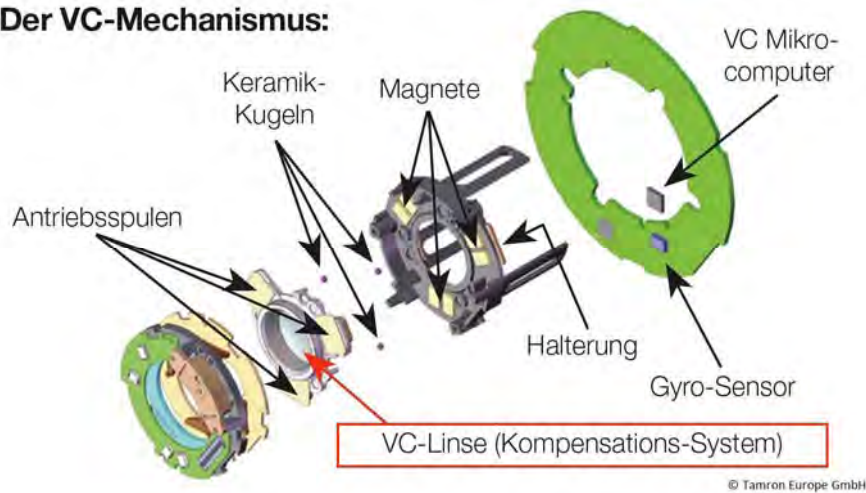


Abbildung 8.1 Optische Bildstabilisierung (Tamron 2014)

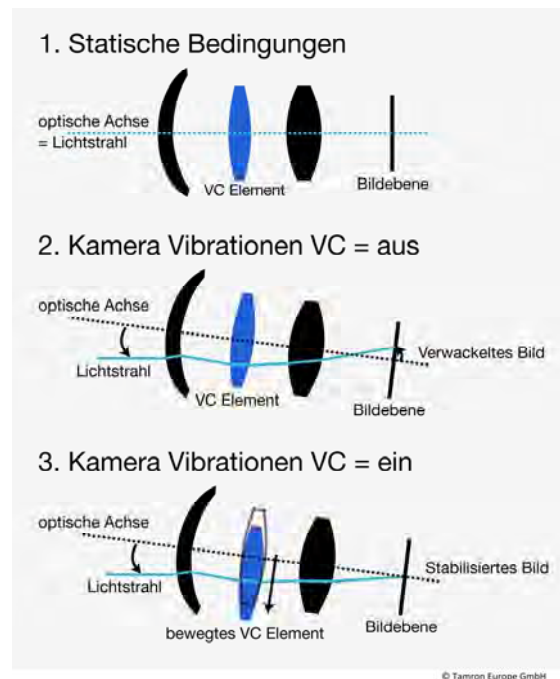


Abbildung 8.2 Vibrationskompensation (VC) der Bewegungen der Kamera durch Verschiebung von Linsen (Tamron 2014)

Die Bildstabilisierung in der Kamera ist analog zur optischen Bildstabilisierung im Objektiv, nur werden hier keine optischen Elemente wie Linsen bewegt, sondern direkt der Bildsensor (vgl. Sachs et al 2014). Beim Hersteller Konica Minolta werden Verwacklungen durch Verschieben des CCD-Sensors mittels piezoelektrischer Aktoren ausgeglichen (vgl. Abbildung 8.3).

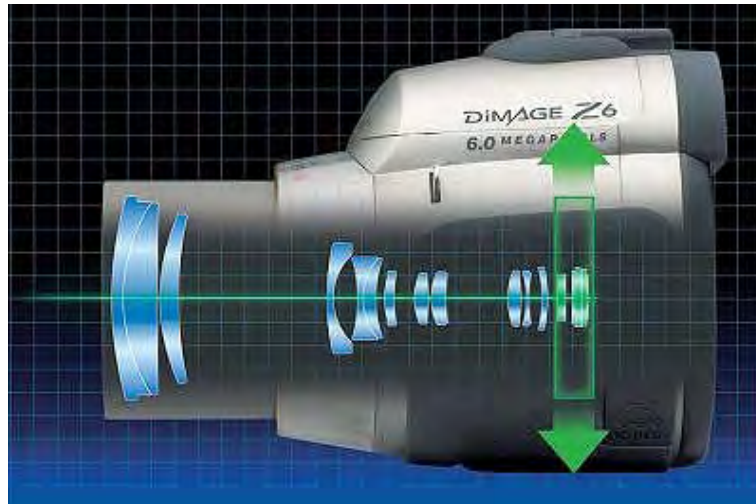


Abbildung 8.3 Konica Minolta DiIMAGE Z6 (Focus 2014)

Zur Stabilisierung von flugzeuggestützten Kameras kann beispielsweise die inertielle Messeinheit μ IMU der Northrop Grumman LITEF GmbH, bestehend aus 3 MEMS-Drehratensensoren und 3 MEMS-Beschleunigungssensoren eingesetzt werden (vgl. Peters et al 2011; Herberth 2013). So kann auch hier der Automatisierungsgrad erhöht und die Genauigkeit gesteigert werden (vgl. Abbildung 8.4).



Abbildung 8.4 μ IMU (Abmaße: 8.5 cm Ø x 6 cm Höhe; Northrop Grumman Litef 2014)

8.1.2 Neigungsbestimmung

MEMS-Beschleunigungssensoren werden auch zur groben Neigungsbestimmung optischer Vermessungsinstrumente verwendet (vgl. Földner 2012). Beispielsweise führt die Totalstation Focus 30 von Trimble eine Grobhorizontierung mittels eines 3-achsigen MEMS-Beschleunigungssensors durch (siehe Kludas et al 2010; Kludas et al 2011). Der MEMS-Beschleunigungssensor ist exakt entlang der vertikalen Achse des Instruments angebracht. Beim Einschalten des Geräts werden die Neigungswinkel ϕ (Drehung um x-Achse) und θ (Drehung um y-Achse) bestimmt und kompensiert, so dass das Gerät grob horizontiert ist (vgl. Abbildung 8.5). Dies entspricht der Justierung mittels einer Dosenlibelle.

Für die Beschleunigungen im horizontierten Zustand gilt:

$$a_x = 0, a_y = 0, a_z = g. \quad (8.16)$$

Die Beschleunigungen bei auftretender Neigung lassen sich nach Wendel (2011) wie folgt ableiten:

$$a_x = g \sin \theta, a_y = -g \sin \phi \cos \theta, a_z = -g \cos \phi \cos \theta. \quad (8.17)$$

Für die Neigungswinkel folgt:

$$\phi = \arctan\left(\frac{a_y}{a_z}\right), \theta = \arcsin\left(\frac{a_x}{g}\right). \quad (8.18)$$

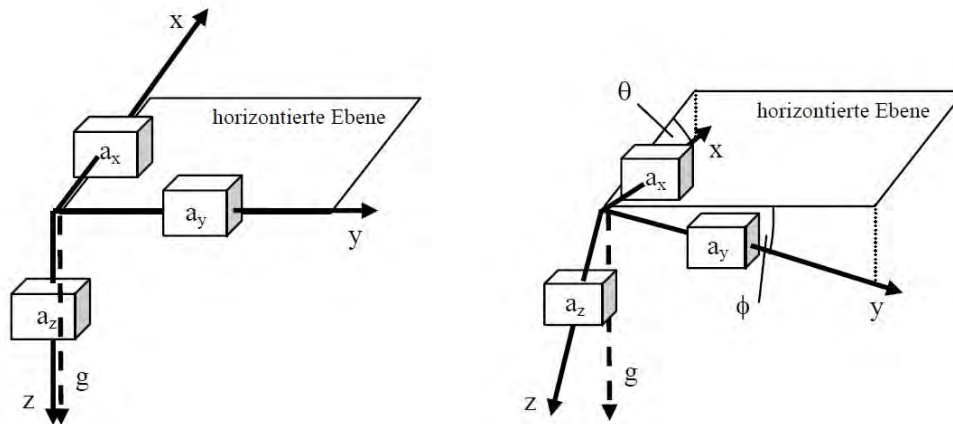


Abbildung 8.5 Horizontierter (links) und nicht-horizontierter (rechts) 3-achsiger Beschleunigungssensor

Die Feinjustierung im Bereich $\pm 5^\circ$ erfolgt über einen Flüssigkeitspräzisionsneigungssensor mittels Silicon-Öl (vgl. Abbildung 8.6). Eine Leuchtdiode sendet einen Lichtstrahl, der von der Oberfläche des Silicon-Öls durch ein optisches System zur Lichtquelle zurückreflektiert wird. Ein CMOS-Sensor neben der Lichtquelle scannt den Lichtpunkt in zwei Bildkoordinaten. Dies ermöglicht die Erfassung und die Korrektur der beiden Neigungskomponenten.

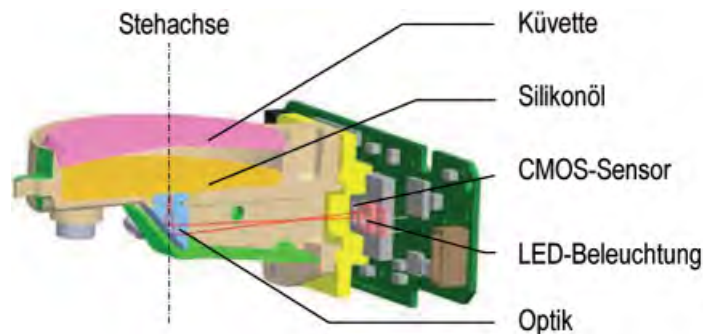


Abbildung 8.6 FOCUS 30 Flüssigkeitspräzisionsneigungssensor zur Feinjustierung (vgl. Kludas et al 2011)

Eine weitere Möglichkeit des Einsatzes von MEMS-Beschleunigungssensoren zur Neigungswinkelmessung stellt die Überwachung von Plattformen an Kränen, Baggern oder in Aufzügen dar (Jödden und Kucera 2007; vgl Kapitel 8.1.3).

8.1.3 Stabilisierung von Großbauten

MEMS-Inertialmesseinheiten können u.a. beim Aufbau von Großbauten wie Offshore-Windkraftanlagen eingesetzt werden, bei denen nicht nur die Hubinseln mit dem Kran, sondern auch die Schiffe in Bewegung sind (vgl. Abbildung 8.7). So kann der Lastenkran stabilisiert werden, um diesen präzise führen zu können. Eine weitere Anwendung ist der Einsatz auf bewegten Plattformen wie Hubschrauberlandeplätzen auf Schiffen, um die Landeplattform relativ zur Schiffsbewegung stabil zu halten, so dass eine sichere Landung des Hubschraubers möglich ist.

Die in Friederichs (2011) entwickelte Motion Control Unit (MCU) der Robert Bosch GmbH besteht aus zwei MEMS-Inertialmesseinheiten des Typs MM5.10 (3-achsiger MEMS-Beschleunigungssensor, 2-achsiger MEMS-Drehratensensor; vgl. Bosch Engineering 2011), einem Drucksensor, einem Magnetfeldsensor und

einem GPS-Empfänger, um die Lage, die Geschwindigkeit und die Position schätzen zu können. Durch die Verwendung von MEMS-Inertialsensoren aus günstigen Großserienprodukten können diese redundant auf den Plattformen eingesetzt werden. Dadurch können die hohen Anschaffungskosten von hochgenauen Messsensoren wie beispielsweise optischen Kreiseln reduziert werden und ggf. die Genauigkeit erhöht werden.



© Fotograf: Gordon Murray

Abbildung 8.7 Offshore-Windkraftanlage (Quelle: Hochtief AG)

8.1.4 Erfassung von Bauwerksschwingungen

Neitzel et al (2007) weisen nach, dass MEMS-Beschleunigungssensoren auch bei der Erfassung von Bauwerksschwingungen eingesetzt werden können. So können in Laborversuchen aus MEMS-Beschleunigungssensoren über zweifache Integration Wegwerte mit Standardabweichungen kleiner als 0.1 mm berechnet werden. Dabei muss die Schwingfrequenz des Bauwerks a priori bekannt sein. Bei Schwingungsuntersuchungen einer Brücke nahe Braunschweig mit unterschiedlichen Messsystemen (Terrestrischer Laserscanner, Beschleunigungssensor, terrestrischer Radarinterferometrie), zeigen Neitzel et al (2012) unter realen Bedingungen, dass die Bestimmung der Wegwerte mittels Beschleunigungssensor mit einer Standardabweichung von deutlich kleiner als 0.1 mm erfolgen kann, wenn es nicht zu Überlagerungen von Schwingungen kommt.

8.1.5 Erfassung von Unebenheiten der Räder bzw. des Gleisbetts der Bahn

Eine weitere Anwendung von MEMS-Inertialsensorik stellt die Erfassung von Unebenheiten der Räder bzw. des Gleisbetts einer Bahn dar (vgl. Abbildung 8.8). Boronakhin et al (2011) verwendet 4 direkt an den Rädern entsprechend der Konfiguration in Abbildung 8.8 angebrachte MEMS-IMUs und Abstandssensoren, um diese Unebenheiten mit Millimetergenauigkeit zu detektieren. Als Referenz dient eine hochgenaue, auf Laserkreiseln basierende und in Gleismitte angebrachte IMU in Kombination mit einem Satelliten-navigationsempfänger und Odometer.

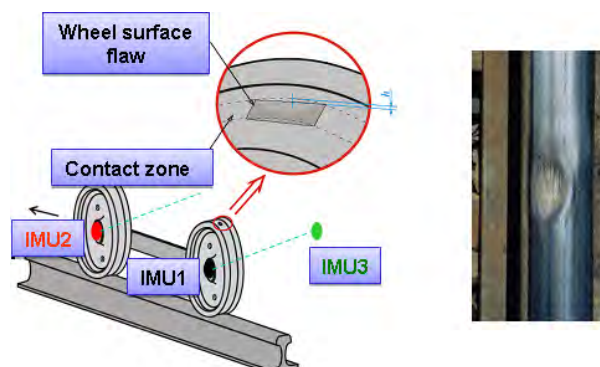


Abbildung 8.8 Unebenheiten der Räder (links) und des Gleisbetts (rechts) (Larionov et al 2012)

8.2 Anwendungen in der Navigation

8.2.1 Fahrerassistenzsysteme

Eine Anwendung in der Navigation sind die Fahrerassistenzsysteme wie das Elektronische Stabilitätsprogramm (ESP), das einem Ausbrechen des Fahrzeugs entgegenwirkt (vgl. Abbildung 8.9; Kandler und Reinert 2008; Reif 2012; Dobisch et al 2014). Das ESP umfasst u.a. Raddrehzahlsensoren, Lenkwinkelsensor, Drehratensensoren zur Messung der Drehung um die Hoch- und Längsachse und einen Beschleunigungssensor zur Erfassung der Querbeschleunigung (siehe Kfztech 2014).



Abbildung 8.9 Elektronisches Stabilitätsprogramm (Quelle: Robert Bosch GmbH)

Ein weiteres Beispiel aus dem Bereich der Fahrerassistenzsysteme stellt die visuell-gestützte Eigenbewegungsschätzung für Fahrerassistenzsysteme dar (siehe Zhang 2013). Im Zuge der Entwicklung eines Innenstadt-Fahrerassistenzsystems der Robert Bosch GmbH, basierend auf der Umfelderkennung mittels der Sensoren Radar, Kamera und Lidar (Light detection and ranging), ist es bei der Integration der Sensordaten notwendig, die Eigenbewegung zu kompensieren (vgl. Gläser et al 2014). Eine Möglichkeit, die Eigenbewegung des Fahrzeugs zu schätzen, ist die absolute Positionierung über GNSS. Alternativ kann die Eigenbewegung über die internen ESP-Sensoren Raddrehzahlsensoren und Lenkwinkelsensor und zusätzliche MEMS-Inertialsensoren geschätzt werden (vgl. Gläser et al 2013). Dies ist eine relative Positionierung, kann aber in einer höheren Frequenz erfolgen. Zhang (2013) zeigt, dass die Eigenbewegungsschätzung mittels Raddrehzahlsensoren, Lenkwinkelsensor und MEMS-Inertialsensoren durch die Hinzunahme von Kamerainformationen nicht verbessert werden kann. Die Eigenbewegungsschätzung ohne die Nutzung der MEMS-Inertialsensorinformation, sondern nur mit den internen Sensoren und der visuellen Odometrie, liefert eine Schätzung der Eigenbewegung mit einem mittleren Fehler von 1% und stellt somit auch eine gute Möglichkeit der Eigenbewegungsschätzung dar.

Die Fahrzustandserkennung für die Fahrzeuglokalisierung zum hochautomatisierten Fahren (siehe Schmidt 2014) stellt ein weiteres Beispiel aus dem Bereich der Fahrerassistenzsysteme dar. Mercedes-Benz hat im August 2013 mit dem Forschungsfahrzeug S 500 Intelligent Drive auf historischer Strecke von Mannheim nach Pforzheim gezeigt, dass autonomes Fahren auch im Überland- und Stadtverkehr möglich ist (vgl. Eisele 2013). Das autonome Fahren wurde mittels seriennaher Technik realisiert – wie diese in der heutigen E- und S-Klasse verfügbar ist. Im Zuge des hochautomatisierten Fahrens ist auch ein Ziel, dass das Fahrzeug autonom einparkt. D.h. es muss eine Lokalisierung des Fahrzeugs im langsamen Geschwindigkeitsbereich (< 10 km/h) möglich sein. Schmidt (2014) zeigt, dass eine Lokalisierung des Fahrzeugs im langsamen Geschwindigkeitsbereich mittels fahrzeugeigener Odometrie, d.h. dem ESP-Drehratensensor und Raddrehzahlsensoren oder der Berechnung über Impulsräder möglich ist. Die Hinzunahme von Radarsensoren verbessert das Ergebnis.

8.2.2 Koppelnavigationssysteme

Weitere Anwendungen von MEMS-Inertialsensoren in der Navigation sind sog. Koppelnavigationssysteme, bei denen eine laufend näherungsweise Ortsbestimmung eines bewegten Objekts mittels der Bewegungsrichtung (Kurs) und der Strecke zu diskreten Zeitpunkten stattfindet. Die Bewegungsrichtung kann über MEMS-Drehratensensoren und die Strecke über die zweifache Integration der MEMS-Beschleunigungsmessungen ermittelt werden. Allerdings weisen MEMS-Inertialsensoren mit der Zeit stark anwachsende Messfehler auf (vgl. Kapitel 7.3). Daher findet häufig eine Integration mit anderen Sensoren wie beispielsweise GNSS-Sensoren statt. Ein am Institut für Navigation entwickeltes Anwendungsbeispiel bei der Landfahrzeugnavigation wird in Kapitel 8.4 näher beschrieben.

8.2.3 Bewegungserfassung

Die Bewegungserfassung stellt ein Spezialgebiet der Navigation dar. Im Bereich der Sportwissenschaften und der Medizin werden MEMS-Beschleunigungssensoren zur Erfassung von Bewegungszuständen eingesetzt. So kann die zeitliche Analyse der Bewegungsprofile eines Beschleunigungssensors nach Földner (2012) wertvolle Rückschlüsse über die Aktivität der überwachten Personen liefern. Einfache Alarmfunktionen, so zum Beispiel wenn eine Liegeposition außerhalb typischer Ruhezeiten auf eine akute Notsituation hinweist, können derartige Systeme dazu veranlassen, einen Herzschrittmacher an die jeweilige Belastungssituation anzupassen. Es können auch Schlafstörungen diagnostiziert, Rehabilitationsaktivitäten überwacht oder die Behandlung von Krankheiten mit Bewegungsstörungen (z.B. das Zittern von Parkinson-Patienten) unterstützt werden (siehe auch Ghosh et al 2013). Ein Beispiel für ein System, das neben der Erfassung der Bewegung auch das Essverhalten dokumentiert, ist der Jawbone UP (vgl. Abbildung 8.10 und Abbildung 8.11).

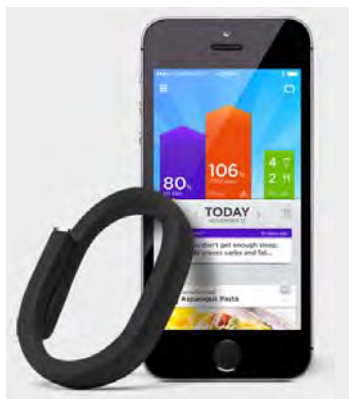


Abbildung 8.10 Jawbone UP (Jawbone 2014)



Abbildung 8.11 Jawbone UP – Komponenten (Jawbone 2014)

In Kapitel 8.3 wird ein am Institut für Navigation entwickeltes Anwendungsbeispiel zur Erfassung von Bewegungszuständen detaillierter beschrieben, was letztlich der Innenraumpositionierung eines Fußgängers dient.

Die Fortführung der Position im Innenraum wird als Innenraumnavigation bzw. Indoornavigation bezeichnet. In Lukianto und Sternberg (2011) werden verschiedene Techniken der Indoornavigation vorgestellt und bewertet; u.a. Inertialnavigationssysteme und Systeme, die auf der Erfassung elektromagnetischer Wellen wie WLAN (Wireless Local Area Network) basieren. Es werden die entsprechenden Algorithmen zur Positionsbestimmung sowie die Kombination der Techniken wie die GPS/INS Integration erklärt.

8.3 Innenraumpositionierung eines Fußgängers

Das Aktivitätsmonitoring mittels MEMS-Beschleunigungssensoren stellt einen Bereich der Innenraumpositionierung von Fußgängern dar, was in Schäfer et al (2010) und (2011) und Wild-Pfeiffer und Schäfer (2011) gezeigt wird.

Körperliche Aktivität wird im Bereich der Medizin und den Sportwissenschaften häufig auf Basis von Fragebögen oder Telefoninterviews erfasst (siehe Huy und Schneider 2008). Eine objektive und kostengünstige alternative Methode zur Erfassung körperlicher Aktivität stellt die Verwendung von Geräten mit MEMS-Beschleunigungssensoren entsprechend Tabelle 8.1 dar, die allerdings unterschiedliche Ausgabeformate haben (vgl. Ward et al 2005; Hagströmer et al 2007). Die Firma Actigraph verwendet sog. Counts, die proportional zur körperlichen Aktivität sind (siehe ActiGraph 2009). Ausgegeben werden Beschleunigungen auch in m/s^2 oder es werden direkt die klassifizierten Bewegungen angezeigt.

Tabelle 8.1 Auswahl der Geräte der Medizin/Sportwissenschaft

	DynaPort MiniMod	activPAL3	Physilog	Actigraph GT1M	Actigraph GT3X+
Befestigung	Gürtel	auf Oberschenkel geklebt	Brust	Bauch (Handgelenk für Schlafüberwachung)	Bauch (Handgelenk für Schlafüberwachung)
Beschleunigungs- sensor	triaxial	triaxial	triaxial	biaxial	triaxial
Drehratensensor	---	---	pitch	---	---
Rohdaten	Beschl.: +/- 2g oder +/- 6g	Beschl.: +/- 2g	Beschl.: +/- 2g, Drehr.: +/- 200°/s	---	Beschl.: +/- 6g
Counts	---	---	---	Counts/Epoche, Schritte/Epoche	Counts/Epoche, Schritte/Epoche
Klassifizierung	gehen, stehen, sitzen, liegen	gehen, stehen, sitzen, liegen	gehen, stehen, sitzen, liegen	---	---
Literatur / Links (abgerufen am 20.05.2015 14.10 Uhr)	www.mcroberts.nl	www.paltechnologies.com	(Aminian et al 1999)	www.theactigraph.com	www.theactigraph.com

Die Erfassung der körperlichen Aktivität erfolgt nach einem Katalog von Bewegungszuständen (vgl. Abbildung 8.12). Es wird unterschieden, ob sich der menschliche Körper in einer Ruhesituation oder in Bewegung befindet (statischer oder kinematischer Zustand). Die Ruhezustände beinhalten Stehen, Liegen und Sitzen; die Arten der Bewegung sind Gehen, Rennen und Treppensteigen.

Die drei Bewegungsarten haben gemeinsam, dass sich der Mensch durch Schritte fortbewegt, die in den Messwerten der Beschleunigungssensoren erkannt und automatisch anhand der Charakteristik der Schritte den verschiedenen Bewegungsarten zugeordnet werden.

Grundlage der Auswertung der Ruhezustände ist die zweifache Flexion des Körpers beim Sitzen, am Knie und an der Hüfte. Der Zustand Sitzen kann durch Abfrage des Beugungszustandes festgestellt werden. Die Ruhezustände Stehen und Liegen können über die Ausrichtung der Sensoren bezüglich des Erdschwerefeldes

bestimmt werden. Um beide Zustände voneinander trennen zu können, muss die Ausrichtung der longitudinalen Körperachse in Bezug zum Schwerfeld bestimmt werden.

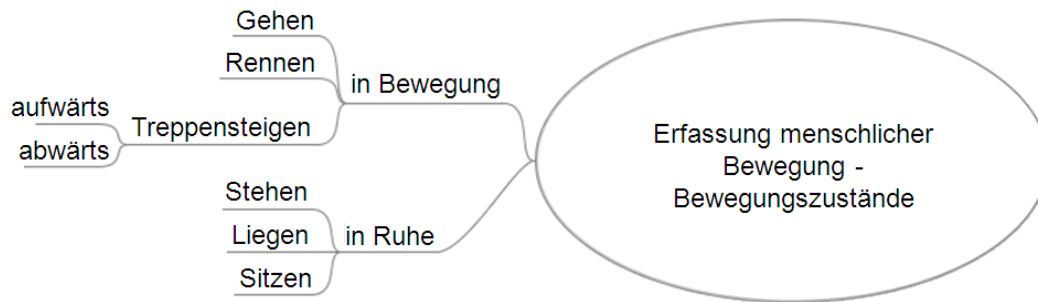


Abbildung 8.12 Katalog von Bewegungszuständen (nach Wild-Pfeiffer und Schäfer 2011)

Für die Erfassung der Bewegung werden dreiachsige digitale Beschleunigungssensoren des Typs MMA7456L von Freescale verwendet. Die Eigenschaften dieses Sensors sind geringer Stromverbrauch, kleine Abmaße und niedrige Herstellungskosten, weshalb sie üblicherweise in der Konsumelektronik eingesetzt werden (vgl. Freescale 2009). Die Beschleunigungssensoren sind auf Evaluationsplatinen platziert, die jeweils mit Batterie, Mikroprozessor, Funkeinheit und Antenne ausgestattet sind (vgl. Abbildung 8.13).



Abbildung 8.13 Sensorplatine und USB-Dongle (Schäfer et al 2011)

Mit einem USB-Dongle lassen sich von einem Computer mit Steuerungssoftware mehrere Beschleunigungssensoren gleichzeitig über Funk auswerten (siehe Freescale 2008). Folglich können Beschleunigungssensoren an unterschiedlichen Positionen des Körpers eines Probanden befestigt werden, ohne die natürlichen Bewegungen durch Kabel zu beeinflussen (vgl. Abbildung 8.14):

- Knöchel: Der Sensor wird knapp oberhalb des Sprunggelenks am rechten Bein des Probanden an seiner rechten Außenseite befestigt.
- Knie: Der Sensor wird am rechten Oberschenkel knapp oberhalb des Knies an der Außenseite angebracht.
- Gürtel: Der Sensor wird am Gürtel des Probanden an der rechten Außenseite fixiert.

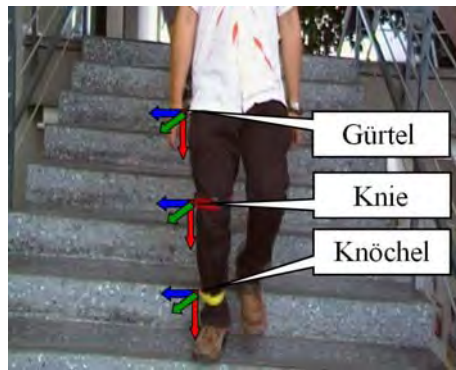


Abbildung 8.14 Sensorpositionen (Schäfer et al 2011)

Die Ausrichtung der Sensoren erfolgt einheitlich, indem die Sensorachsen den Achsen eines Körperkoordinatensystems (Unten, Vorne und Seite) zugeordnet werden (vgl. Abbildung 8.14). Da es sich um ein rechtshändiges Koordinatensystem handelt, zeigt die dritte Koordinatenachse vom Probanden aus nach rechts.

Für die Erfassung der Bewegungszustände werden die Sensoren im Messbereich ± 2 g mit der Datenrate 120 Hz betrieben. Die Auswertung der Daten findet mit der Software Matlab statt (siehe The MathWorks 2009). Für eines der Bewegungsmuster, die in Tabelle 8.2 aufgeführt sind, wird die Auswertung exemplarisch beschrieben.

Tabelle 8.2 Beschreibung der sechs Bewegungsmuster – zusammengesetzt aus kinematischen und statischen Bewegungszuständen

Gehen	5s Stehen, 10 Schritte Gehen, 5s Stehen, ... (3 Wiederholungen Gehen)
Rennen	5s Stehen, Rennen, 5s Stehen
Treppe aufwärts	5s Stehen, Treppe hoch (22 Stufen, ein Stockwerk), 5s Stehen
Treppe abwärts	5s Stehen, Treppe runter (22 Stufen, ein Stockwerk), 5s Stehen
Sitzen	5s Sitzen, 5s Stehen, 5s Sitzen, ... (5 Wiederholungen Stehen)
Liegen	5s Stehen, 5s Liegen, 5s Stehen, ... (5 Wiederholungen Liegen)

In Abbildung 8.15 sind die Beschleunigungen der drei sensitiven Achsen des Sensors am Knöchel für das Bewegungsmuster Gehen dargestellt. Die Beschleunigungen werden in einem Rohdatenformat erfasst, welches für Beschleunigungen im Bereich von ± 2 g die Werte -127 bis 128 annimmt.

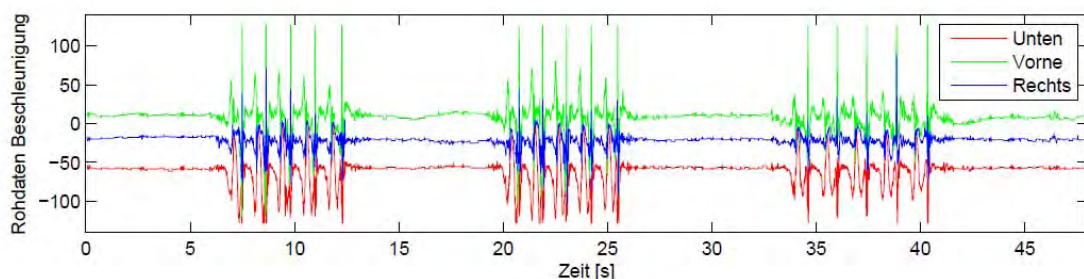


Abbildung 8.15 Bewegungsmuster Gehen, Sensorposition Knöchel (Wild-Pfeiffer und Schäfer 2011)

In einem ersten Auswerteschritt wird unterschieden, ob sich der Körper in Ruhe oder in Bewegung befindet; für das Beispiel in Abbildung 8.15 ergeben sich sechs Zeitpunkte, welche die Messreihe in sieben Abschnitte aufteilt (siehe Abbildung 8.16).

In Abbildung 8.16 ist die Unten-Komponente der Beschleunigung in der Einheit g dargestellt. Jede kinematische Zustandsepoche ist mit [K] markiert und wird in einer zweiten Auswertestufe weiter untersucht. Mit einer Fouriertransformation wird die Schrittfrequenz bestimmt, wodurch sich die Zustände Gehen, Rennen oder Treppensteigen zuordnen lassen. Beim Treppensteigen muss zusätzlich aus der vertikalen Beschleunigung die Information abgeleitet werden, ob der Proband die Treppe nach oben oder nach unten steigt. Die in Abbildung 8.16. mit [S] markierten statischen Epochen werden anhand des Beugungszustandes des Knies und der Ausrichtung der longitudinalen Körperachse ausgewertet und den Klassen Stehen, Sitzen oder Liegen zugeordnet.

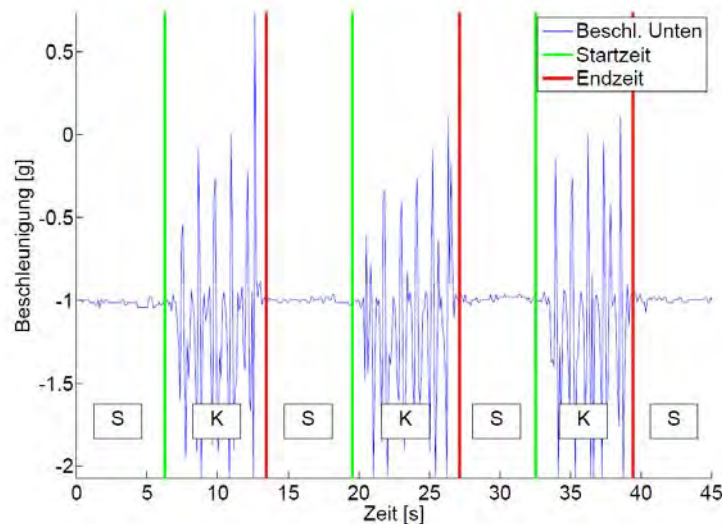


Abbildung 8.16 Bewegungsmuster Gehen, Sensorposition Knöchel, Kinematische Epochen [K] und statische Epochen [S] (Wild-Pfeiffer und Schäfer 2011)

Die Bewegungszustände werden in Form einer Liste der detektierten Zustände mit ihren Anfangs- und Endzeiten ausgegeben. Da die Probanden bei den Messungen gefilmt werden, kann die Güte der Erkennungsrate bestimmt werden, welche je nach Bewegungsmuster zwischen 74% und 98% liegt. Die relativ hohen Fehlerraten werden durch nicht erfasste Übergänge zwischen den Bewegungszuständen wie Hinsitzen oder Hinlegen verursacht. Zur Bestimmung der kinematischen Zustände genügt eine der 3 Positionen; die Bestimmung der statischen Zustände erfordert 2 Positionen (Knie&Knöchel oder Knie&Gürtel). Die Empfindlichkeit von ± 2 g ist für die Erkennung der Bewegungszustände ausreichend.

In Kombination mit Magnetfeldsensoren oder Drehratensensoren – ebenfalls auf MEMS-Basis – lässt sich folglich eine einfache Koppelnavigation realisieren. Eine Notwendigkeit ist hierbei die Verwendung der Zero Velocity Updates (ZUPT) bei jedem erkannten Schritt zur Korrektur der aus Winkelgeschwindigkeiten und Beschleunigungen berechneten Geschwindigkeiten (vgl. Foxlin 2005; Godha und Lachapelle 2008).

Durch die Verwendung von MEMS-IMUs des Rate Grade (vgl. Kapitel 7.2) verschlechtert sich die Qualität der gerechneten Orientierung. Dies gilt vor allem für die in der reinen Inertialnavigationslösung nicht beobachtbare Azimutrichtung.

Ein Ansatz zur „Stabilisierung der Orientierung von MEMS-Inertialnavigation für Fußgänger“ (vgl. Schäfer 2011; Schäfer 2015) ist die Verwendung von MEMS-IMUs des Rate Grade an beiden Füßen und die Ausnutzung weiterer Nebenbedingungen aus dem zyklischen Gangmuster. Neben den Charakteristiken des Gangzyklus in der Sagittalebene, welche für die ZUPT verwendet werden, wird auch die Geometrie des bipedalen Gangs in der Horizontalebene miteinbezogen.

8.4 Ergänzung von GNSS mit MEMS-Inertialsensoren für Landanwendungen

Die Ergänzung von GNSS mit MEMS-Inertialsensoren in Form einer Stützung der GNSS Tracking Loop am Beispiel eines Software GNSS Empfängers (SGE) stellt eine messtechnische Anwendung dar. Bei dieser Anwendung wird mit der Messinformation der MEMS-Inertialsensoren in das Messprinzip eines GNSS Empfängers derart eingegriffen, dass sich beide Messsysteme ergänzen, aber nicht mehr unabhängig voneinander betrachtet werden können. In Anlehnung an Gäb (2015) wird diese Anwendung im Folgenden beschrieben.

Mit einem GNSS können sehr zuverlässig im offenen Gelände, die Position, die Geschwindigkeit und die Zeit bestimmt werden, welche eine wichtige Grundlage für Anwendungen in der Navigation sind. Bei der Landfahrzeugnavigation liegen diese optimalen Beobachtungsbedingungen nicht immer vor, so dass es zum Beispiel bei Fahrten durch eine Häuserschlucht, einen Tunnel oder eine Allee zu Abschattungen, Mehrwegefehlern oder zur Dämpfung der empfangenen GNSS Signale kommen kann. In diesen Fällen treten u.a. kurzzeitig große Veränderungen im Signal-zu Rauschleistungsverhältnis (S/N) auf. Außerdem können durch die Fahrzeugbewegung hohe Dynamiken auftreten, die zu hohen Raten in der Dopplerfrequenz im Signal führen können. Diese Umstände führen zu Messfehlern in den Beobachtungen und somit zu Fehlern in der Positions- und Geschwindigkeitsbestimmung. Sind beispielsweise durch Abschattung weniger als vier GNSS Satelliten verfügbar, ist sogar eine Bestimmung der Position und Geschwindigkeit unmöglich. Eine Verbesserung kann durch die Hinzunahme von MEMS-Inertialsensoren erreicht werden, da diese die Fahrzeugbewegung mit einer hohen relativen Genauigkeit erfassen und nicht die für GNSS typischen Fehler, wie z.B. Mehrwegefehler etc. aufweisen (vgl. Lachapelle und Petovello 2007). Problematisch bei MEMS-Inertialsensoren sind jedoch die anwachsenden Messfehler mit der Zeit (siehe Kapitel 7.3).

Die Ergänzung von GNSS mit MEMS-Inertialsensoren wird in der Literatur als Integration bzw. Kopplung bezeichnet und kann auf verschiedene Art und Weise erfolgen, was u.a. in Farrell und Barth (1999), Jekeli (2001), Lachapelle und Petovello (2007), Farrell (2008) und Wendel (2011) beschrieben ist. Bei der Integration wird hauptsächlich zwischen der Integration auf Koordinatenebene und auf Ebene der GNSS Beobachtungen unterschieden. Die Integration erfolgt mittels eines Kalman Filters und wird als lose (engl. loose) GNSS/INS-Integration für die Integration auf Koordinatenebene und als feste (engl. tight) GNSS/INS-Integration für die Integration auf Ebene der GNSS Beobachtungen bezeichnet. Die Stützung der GNSS Tracking Loop wird als tiefe (engl. deep bzw. ultra-tight) GNSS/INS-Integration bezeichnet (siehe Lachapelle und Petovello 2007; Lachapelle et al 2008).

In Gäb und Kleusberg (2010) wird durch praktische GPS Messungen gezeigt, wie empfindlich die Tracking Loop gegenüber hohen Raten in der Dopplerfrequenz und im S/N der empfangenen Signale ist. Außerdem wird ein Ansatz zur Prädiktion der Dopplerfrequenzen durch eine Anpassung der aufintegrierten Geschwindigkeiten und Winkelgeschwindigkeiten der MEMS-Inertialsensoren an die Dopplerfrequenzen in Form einer Kleinste-Quadrate-Schätzung gezeigt. In Gäb und Wehr (2014) wird dieser Ansatz aufgegriffen und die Dopplerfrequenz und die Codephase mittels MEMS-Inertialsensoren für jedes empfangene GNSS Signal mittels einer losen GNSS/INS-Integration prädictiert. In Gäb (2015) werden diese prädictierten Größen direkt in das Tracking der Kanäle für die empfangenen GNSS Signale eingespeist, um eine Stabilisierung der Tracking Loop bzw. eine Überbrückung eines kurzzeitigen Signalabrisses zu erreichen. Die Testung der Methode erfolgt in der Landfahrzeugnavigation.

Die Einspeisung der prädictierten Größen in die Tracking Loop ist in einem SGE realisiert, da hier der Signalempfang und die Signalverarbeitung voneinander getrennt sind und die gesamte Signalverarbeitung bis hin zur Positions- und Geschwindigkeitslösung software-basiert erfolgt. Dies ist mit den üblicherweise verwendeten Hardware GNSS Empfängern nicht so einfach möglich. Nach Pany et al (2012) ist ein direkter Eingriff in die Messung möglich und damit eine große Flexibilität gegeben, so dass Anpassungen an verschiedene GNSS Signale, Anpassungen der verwendeten Algorithmen und die Integration mit anderen Messsystemen wie zum Beispiel MEMS-Inertialsensoren möglich sind. Der Aufbau eines Software GNSS Empfängers ist in Abbildung 8.17 dargestellt. Eine Beschreibung der notwendigen Hardware Komponenten und der Vorzüge eines Software GNSS Empfängers ist u.a. in Petovello et al (2008), Gleason und Gebre-Egziabher (2009) und O'Driscoll et al (2009) zu finden.

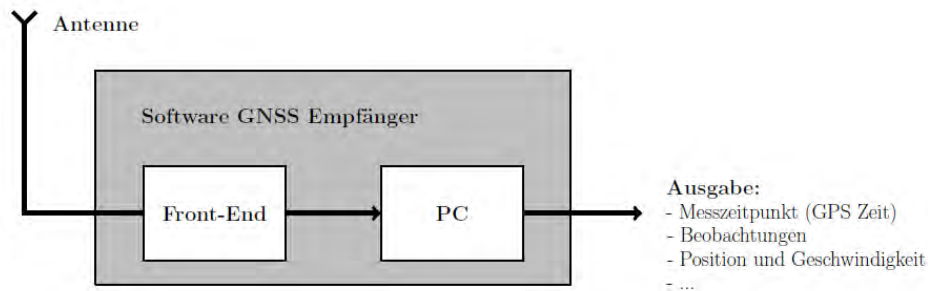


Abbildung 8.17 Aufbau eines Software GNSS-Empfängers (Gäb 2013)

Der verwendete Software GNSS Empfänger ist für Messungen mit dem GPS C/A-Code auf der L1-Frequenz ausgelegt. Die hierfür notwendige Hardware besteht aus einer Antenne zum Empfang der L1-Frequenz, einem USB Front-End für die L1-Frequenz und einem Notebook mit Mehrkernprozessor. Die Software basiert auf dem Betriebssystem Linux. Die Programmiersprache ist C/C++ mit Qt-library und die umgesetzten Algorithmen zum Empfang der Satellitensignale sind entsprechend der Standards IS-GPS 200G, RTCA DO-229D und nach Borre et al (2007) umgesetzt. Abbildung 8.18 zeigt eine Übersicht der Empfängerkomponenten.



Abbildung 8.18 Software GNSS Empfänger (Gäb und Wehr 2014)

Die von der Antenne empfangenen Signale werden vom Front-End des Software GNSS Empfängers auf eine Zwischenfrequenz heruntergemischt und anschließend digitalisiert an den PC übertragen. Aufgrund der C/A-Code Länge von 1 ms und einer entsprechend gewählten Korrelationszeit von einer 1 ms können die Regelgrößen mit 1 kHz aus der Tracking Loop abgegriffen werden. Die Beobachtungen, Positionen und Geschwindigkeiten werden folglich mit 1 kHz ausgegeben (vgl. Borre et al 2007). Als Referenz zur Prüfung des Software GNSS Empfängers dient das Applanix (SBET). Es kombiniert Inertialsensoren und differentielles GNSS und ermöglicht damit eine Dezimeter-Genauigkeit in der Position und eine Geschwindigkeitsgenauigkeit von 1 mm/s. Die Inertialmesseinheit ist die LN200 von Northrop Grumman (2014b). In Gäb (2015) sind der Aufbau des SGEs und die Anwendung detailliert beschrieben.

Die Stützung des Software GNSS Empfängers mit MEMS-Inertialsensoren sollte bei hoher Rate in der Dopplerfrequenz und im S/N erfolgen. Aus diesem Grund werden Messfahrten für verschiedene Fahrmanöver unter optimalen GNSS Bedingungen und eine Fahrt unter Bäumen ausgewählt. Das Messsystem besteht aus dem entwickelten SGE und einer speziell entwickelten inertialen Messeinheit (IMU) aus MEMS-Inertialsensoren (MEMS-IMU). Die MEMS-IMU besteht aus einer Platine (engl. board) mit dem Atmel Mikrokontroller ATMEGA8L-8PI, USB-Schnittstelle und FTDI-Chip, auf dem ein 3-achsiger MEMS-Beschleunigungssensor ADXL330 von Analog Devices und ein 3-achsiger MEMS-Drehratensensor STL3G4200D von STMicroelectronics als Sensorkomponenten implementiert sind (vgl. Abbildung 8.19). Der 3-achsige Beschleunigungssensor ADXL330 hat einen Messbereich von ± 3 g (siehe auch Kapitel 7.1). Der 3-achsige Drehratensensor STL3G4200D hat einen Messbereich von $\pm 250/\pm 500/\pm 2000$ °/s. Im Gegensatz zu Petovello et al (2007), Lashley et al (2009) und Sun et al (2013) findet kein 2-achsiger MEMS-Beschleunigungssensor kombiniert mit einem einachsigen MEMS-Drehratensensor Anwendung, um beispielsweise auch Neigungen in Kurven oder bei Bremsvorgängen zu erfassen.

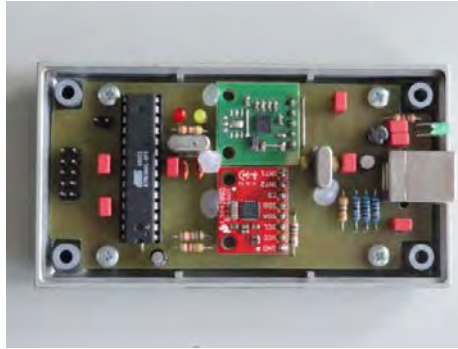


Abbildung 8.19 MEMS Board (Gäb und Wehr 2014)

Die Messrate des Beschleunigungssensors beträgt 1 kHz und die Messrate des Drehratensensors beträgt 800 Hz. Damit wird gewährleistet, dass die Regelgrößen (Dopplerfrequenz und Codephase) auch mit einer Rate von 1 kHz präzisiert werden können, so dass bei der Tracking Loop für jede Korrelation mit dem C/A-Code eine Dopplerfrequenz und eine Codephase vorliegen. Die Synchronisation zwischen der MEMS-IMU und dem SGE erfolgt über die Erfassung der Rohmessdaten. Aufgrund der hohen Messraten geschehen die Aufzeichnung der Messdaten und die Signalprozessierung getrennt. Die Auswertung erfolgt in der Nachbearbeitung (engl. post-processing), für die die vorhandene SGE-Software mit dem Stützungsalgorithmus erweitert wurde.

In Gäb (2015) werden die Ergebnisse der Stützung für Anwendungen in der Landfahrzeugnavigation ausführlich beschrieben. Für den Fall einer Fahrt auf einem Feldweg südlich der Landebahn des ehemaligen Flugplatzes in Malsheim (nahe Stuttgart) werden im Folgenden die berechneten Geschwindigkeiten des SGEs ohne und mit der Stützung dargestellt.

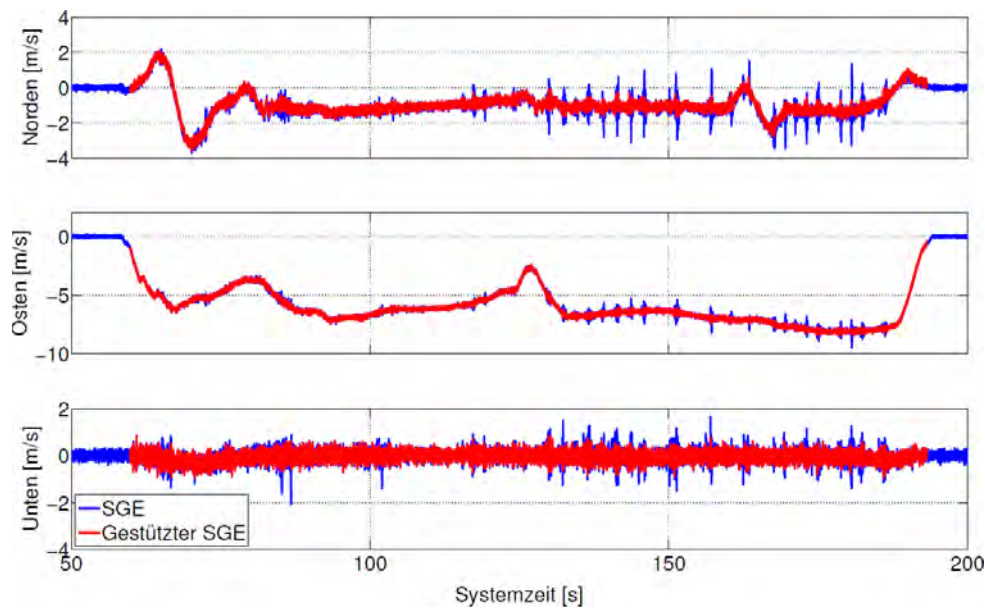


Abbildung 8.20 Ergebnisse der Geschwindigkeiten für einen nicht-gestützten und gestützten SGE (Gäb 2015)

Die Geschwindigkeiten werden mit den Beobachtungen der Dopplerfrequenz bestimmt. Hierbei ist zu beachten, dass ein Ausreißer in der Dopplerfrequenz bei einem GPS Satelliten direkt zu einem Ausreißer in der Geschwindigkeit führt. Abbildung 8.20 stellt die Ergebnisse der Stützung für die Geschwindigkeiten im lokalen Koordinatensystem, dem Navigationskoordinatensystem, zur Systemzeit dar. Es ist zu erkennen, dass Ausreißer, resultierend aus Dämpfungen bzw. Abschattungen, mit der Stützung minimiert werden können. Das kann durch die Beobachtungen der Dopplerfrequenz belegt werden. In Abbildung 8.21 sind die Ergebnisse der Stützung für die Dopplerfrequenz des GPS Satelliten 18 in einem Ausschnitt dargestellt.

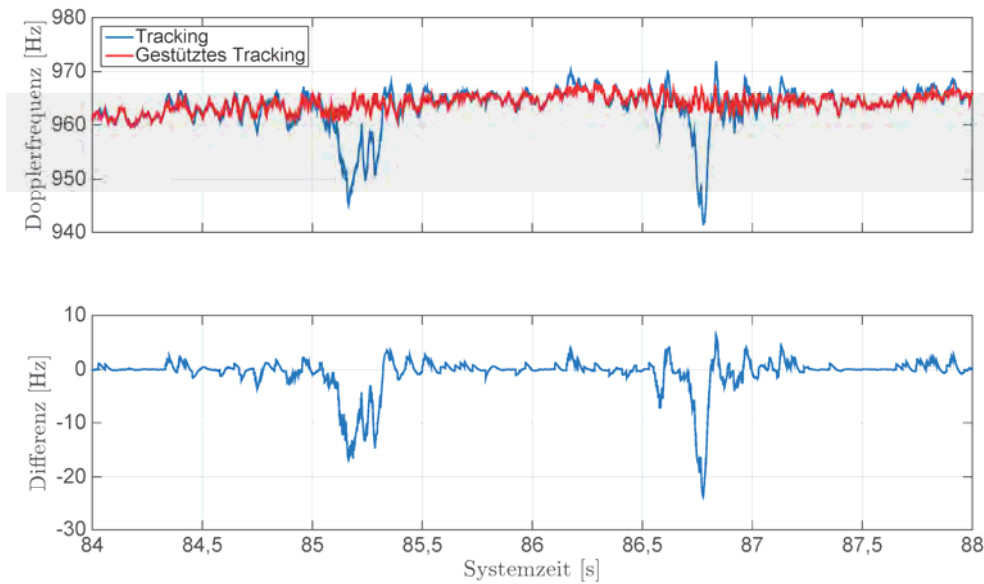


Abbildung 8.21 Ergebnisse der Stützung für die Dopplerfrequenz des GPS Satelliten 18 (Gäb 2015)

Die genaue Beschreibung dieser Stützung und die Verbesserung der Ergebnisse bei der Landfahrzeugnavigation werden in Gäb (2015) beschrieben.

Generell ist zu erkennen, dass sich die IT-Branche in Richtung PC's mit Mehrkernprozessor entwickelt und folglich leistungsfähigere Systeme entstehen (vgl. Gäb 2013). Der vorgestellte Software GNSS Empfänger mit der Stützungsmethode wird daher in naher Zukunft in Echtzeit angewendet werden können (siehe Gäb 2015).

8.5 Ausblick

Eine Anwendung, die die Entwicklung der Miniaturisierung von Sensorik, die drahtlose Kommunikation, aber auch die qualitativ hochwertige Bildentwicklung kombiniert, ist beispielsweise der Quadrocopter AR.Drone 2.0 von Parrot, der über Smartphones oder Tablets zu steuern ist und mittels MEMS-Sensoren (u.a. Beschleunigungs-, Drehraten-, Magnetfeld- und Drucksensoren) zu regeln und zu navigieren ist (vgl. Abbildung 8.22).

Die Ultraschall-Sensoren messen den Abstand zum Boden. Der dreiachsige Drehratensensor und der dreiachsige Beschleunigungssensor halten den Quadrocopter stabil. Mit dem dreiachsigen Magnetfeldsensor wird die genaue Ausrichtung in Bezug auf das Smartphone oder Tablet bestimmt. So können die Bewegungen und Neigungen des Smartphones oder Tablets genau verfolgt werden.

Die Bilder der Frontkamera mit einer Auflösung von 1280 x 720 lassen sich auf das Display des Smartphones oder Tablets übertragen und ermöglichen so eine Pilotenperspektive.



Abbildung 8.22 AR.Drone 2.0 (Parrot 2014)

Die Kombination mehrerer MEMS-Sensoren erweitert die Einsatzmöglichkeiten drastisch (vgl. Grimmern 2013). So können Patienten oder ältere Menschen fernüberwacht werden, ohne diese in ihrer Freiheit einzuschränken. Es kann ein Sturz „erkannt“ werden und eine Pflegeperson alarmiert werden. Training für Sportler und Medikamentengaben können genau auf das individuelle Bewegungsprofil abgestimmt werden. Ein Beispiel für die Aufzeichnung des Trainings ist der Smart Tennis Sensor von Sony (vgl. Sony 2015), mit dem u.a. Schusstyp, Ballgeschwindigkeit, Schwunggeschwindigkeit etc. überprüft werden können.

Eine weitere Einsatzmöglichkeit der MEMS-Inertialsensoren stellt die Bestimmung der Blickrichtung von Zuschauern und Zuhörern dar, was im Rahmen des Projekts „Museum des Augenblicks“ an der HCU Hamburg von Willemsen et al (2015) gezeigt wird. Keller et al (2015) zeigen, dass sog. low-cost Reflektor-Systeme bestehend aus Reflektor und Arduino-Plattform mit MEMS-Inertialsensoren und Schrittmotor eine Alternative zu den handelsüblichen 360°-Reflektoren für ingenieurgeodätische Anwendungen darstellen.

Zukünftige Anwendungen mit Smartphones sind beispielsweise die Indoornavigation in großen Gebäuden wie Messehallen, Einkaufszentren etc., das kontextabhängige Arbeiten, d.h. das Feststellen mittels Drehratensensoren, ob das Smartphone beispielsweise in eine Tasche gesteckt wurde, um in den Sleep-Modus zu gehen oder die optische Bildstabilisierung (vgl. Riemenschneider 2014; Sternberg et al 2015).

Sog. „Wearable Technologies“, d.h. Sensoren in der Kleidung und am Körper, werden zukünftig eingesetzt (vgl. Weiguny 2014). So werden u.a. Socken entwickelt, die mehr Wärme abstrahlen, wenn es einen fröstelt. Es ist davon auszugehen, dass Sensoranwendungen weiter stark zunehmen und in einigen Jahren aus unserem Alltag nicht mehr wegzudenken sind.

Diese Anwendungen sind möglich, da der Trend der Sensorik dahin geht, kleinere (bis ca. 1 mm x 1 mm Größe), günstigere, energie-effizientere („always on“), integrierte (noch mehr spezialisierte) Sensormodule mit größerem Funktionsumfang zu entwickeln. Sog. Sensorhubs, d.h. Sensoren mit integriertem Mikrokontroller im Gehäuse, die die Algorithmen für die Sensorfusion ausführen, bilden die Zukunft der MEMS-Inertialsensoren im Consumer Bereich (vgl. Schäfer und Wild-Pfeiffer 2015).

9 Schlussfolgerungen

Mit dieser Arbeit wurden MEMS-Inertialsensoren und deren Potential zur Anwendung in der Geodäsie und Navigation aufgezeigt.

Es wurde die Entwicklung der Inertialsensoren vorgestellt und erläutert, welche Faktoren zur heutigen Entwicklung der MEMS-Inertialsensoren geführt haben. Es wurde gezeigt, dass technologische Fortschritte in der Computertechnologie, in der Elektronik bzw. Mikroelektronik, aber auch technologische Fortschritte in der Entwicklung und Verwendung neuer Materialien und der Miniaturisierung technischer Bauteile dazu geführt haben, die Rechenzeit und den Stromverbrauch zu reduzieren. Auch konnten neue Fertigungstechniken entwickelt, verschiedene Sensoren auf einem Chip integriert, Sensorfehler modelliert und kompensiert und das Gewicht und die Größe minimiert werden.

Es wurde MEMS definiert, in einem Überblick die wesentlichen Meilensteine der MEMS-Entwicklung, die Einsatzbereiche von MEMS, aber auch die Marktprognosen und die zur Herstellung verwendeten Materialien wie Silizium vorgestellt. Die drei etablierten Herstellungsverfahren Volumenmikromechanik, Oberflächenmikromechanik und die LIGA-Technik wurden dargestellt.

Es konnte durch die Darstellung der grundlegenden Aspekte bei Skalierungseffekten von Mikrosystemen aufgezeigt werden, welche physikalischen Wirkungen im Zuge der Miniaturisierung an Bedeutung verlieren oder gewinnen. Als Beispiel wurde der Oberfläche-Volumen-Effekt vorgestellt. Auch konnte gezeigt werden, warum sich manche Realisierungen bei MEMS-Aktoren und MEMS-Inertialsensoren etabliert haben und manche nicht.

Es wurden die vier wesentlichen MEMS-Aktorprinzipien (elektrostatisch, piezoelektrisch, elektromagnetisch, thermisch) erläutert – als Gegenstück zu den MEMS-Sensoren, hier im Speziellen den MEMS-Inertialsensoren. Es wurde gezeigt, dass der elektrostatische und der piezoelektrische Effekt in Bezug auf die erreichbare Beschleunigung ein günstiges Skalierungsverhalten besitzen. Des Weiteren wurden die Grundprinzipien der MEMS-Inertialsensoren vorgestellt. Im Fall der MEMS-Beschleunigungssensoren wurden das Auslenkungsprinzip, das Kraftkompensationsprinzip und das Vibrationsprinzip zur Messung der Trägheitskraft vorgestellt. Im Fall der MEMS-Drehratensensoren wurden verschiedene Realisierungen der auf dem Coriolis-Effekt basierenden Vibrationsdrehratensensoren erläutert.

Um Anforderungen an MEMS-Inertialsensoren für geodätische und navigatorische Anwendungen aufstellen zu können, wurden die wesentlichen Sensorparameter von MEMS-Beschleunigungs- und Drehratensensoren definiert. Es wurde eine Gegenüberstellung auf dem Markt erhältlicher MEMS-Inertialsensoren anhand ausgewählter, zuvor beschriebener Parameter gemacht (Stand Dezember 2014) und eine Kategorisierung der Sensoren anhand des Parameters der Bias-Instabilität vorgenommen. Es wurde gezeigt, dass die MEMS-Inertialsensoren dem sog. Rate Grade bzw. Tactical Grade entsprechen. Des Weiteren wurde durch eine grobe Genauigkeitsabschätzung des Fehlers, der durch die die Geschwindigkeits-, Positions- und Orientierungsgenauigkeit dominierenden Sensorparameter wie Zero Bias und Rauschen entsteht, deutlich, dass die Genauigkeit des Drehratensensors in Bezug auf die Navigationslösung eine größere Bedeutung hat als die Genauigkeit des Beschleunigungssensors. Es konnte gezeigt werden, dass eine Kalibrierung der Sensoren erfolgen muss, da sonst beispielsweise durch die Querachsenempfindlichkeit Fehler in der Berechnung der Geschwindigkeit und Position entstehen. Auch sollte eine Echtzeit-Kalibrierung laufend während des Betriebs erfolgen, um beispielsweise Fehler durch die Bias-Instabilität in Form einer Kalman-Filterung zu schätzen und zu kompensieren. Das Beispiel der Integration von MEMS-Inertialsensoren in einen handgeführten 3D-Scanner hat gezeigt, dass es notwendig ist, die Position der MEMS-Inertialsensoren in regelmäßigen Abständen über ein zusätzliches Messsystem mit guter Langzeitstabilität nach sehr kurzen Messzeiten zu referenzieren. Ansonsten kann eine hohe Genauigkeit auch mit hochwertigen und präzisen inertialen Sensoren bei kontinuierlichen Messungen nicht erreicht werden.

Letztlich wurden einige beispielhafte Anwendungen in der Geodäsie und Navigation genannt. Im Bereich der Geodäsie wurden die optische Bildstabilisierung, die Neigungsbestimmung, die Erfassung von Bauwerksschwingungen und die Erfassung von Unebenheiten der Räder und des Gleisbetts der Bahn erläutert. Fahrerassistenzsysteme, Koppelnavigationssysteme und die Bewegungserfassung wurden als

beispielhafte Anwendungen aus der Navigation genannt. Detailliert erläutert wurden zwei Beispiele für am Institut für Navigation entwickelte Anwendungen, nämlich die Innenraumpositionierung eines Fußgängers und die Ergänzung von GNSS-Systemen mit MEMS-Inertialsensoren.

Im Rahmen der zu erwartenden zukünftigen Entwicklung, bei der hochgenaue und teure Inertialsensoren für militärische Anwendungen billiger werden und Sensoren für kommerzielle, außer-navigatorische Anwendungen, die von geringerer Güte und kostengünstiger sind, genauer werden, werden Anwendungen von MEMS-Inertialsensoren in der Geodäsie und Navigation zunehmen und in Kombination mit anderen Sensoren wie GNSS-Sensoren als Multi-Sensor-Systeme zukünftig den Markt dominieren.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1	Physikalische und technische Grundlagen der Inertialsensoren	9
Abbildung 2.2	Maschine von Bohnenberger (Bohnenberger 1817; Wagner und Trierenberg 2010).....	10
Abbildung 2.3	Sperry Kreiselhorizont (Rößger 1961; Wagner und Trierenberg 2010)	10
Abbildung 2.4	Schuler-Periode nach Wrigley (1950)	11
Abbildung 2.5	Sagnac-Effekt (Wendel 2011)	12
Abbildung 2.6	SPIRE System (Schmidt 2011).....	12
Abbildung 2.7	Entwicklung der Beschleunigungssensoren im Automobil (Quelle: Robert Bosch GmbH, 125 Jahre Bosch, Marketing, August 2011).....	13
Abbildung 2.8	Entwicklung der Inertialsensoren	14
Abbildung 3.1	Endoskopische OCT Sonde mit hydraulisch abstimmbarer Mikrolinse (© Gisela und Erwin Sick, Lehrstuhl für Mikrooptik, Universität Freiburg)	16
Abbildung 3.2	Kondratieff-Zyklen – Theorie der langen Wellen (Nefiodow und Nefiodow 2014)	18
Abbildung 3.3	MEMS Marktumsätze (in Mio.\$), 2006 - 2016 (Quelle: Salomon/enablingMNT and Bouchaud/IHS-iSuppli)	19
Abbildung 3.4	Sensoren der aktiven Sicherheitssysteme: Raddrehzahlsensor, Lenkwinkelsensor, Sensorcluster zur Messung von Winkelgeschwindigkeit und Beschleunigung, Nieder-g-Sensor, Pedalweggeber (Robert Bosch 2014).....	19
Abbildung 3.5	Apple iPhone 5 Komponenten (Ifixit 2014)	19
Abbildung 3.6	MEMS Marktumsätze (in Mio.\$) – Anwendungsfeld Konsumbereich, 2006 - 2014 (Quelle: iSuppli Corporation Consumer & Mobile MEMS Market Tracker H2 2010)	20
Abbildung 3.7	Größe der Bosch-Sensoren des Konsumbereichs (aktualisierte Version von Lammel 2011).....	22
Abbildung 3.8	Volumenmikromechanik: anisotropes nasschemisches Tiefenätzen (a)) und Oberflächenmikromechanik (b))	24
Abbildung 4.1	Größe der MEMS (Quelle: Siemens Pictures of the Future, Ausgabe Herbst 2004).....	25
Abbildung 4.2	Geometrische Ähnlichkeit (Zhang 2012)	26
Abbildung 4.3	Schwingendes Feder-Masse-System (nach Gerlach und Dötzel 2006)	26
Abbildung 4.4	Sorex minutus	31
Abbildung 4.5	Anzahl der Tierarten, eingeteilt nach deren Größe (nach Madou 2002).....	32
Abbildung 5.1	Sensoren und Aktoren (nach Gerlach und Dötzel, S. 250)	36
Abbildung 5.2	Klassifizierung von Aktoren nach der Hilfsenergie (Pawelczak 2005)	37
Abbildung 5.3	Prinzip des elektrostatischen Antriebs am Beispiel eines einfachen Plattenkondensators (nach Mescheder 2004, S. 122)	38
Abbildung 5.4	Prinzip des elektrostatischen Antriebs unter Nutzung einer Vielzahl von Arrays von Kondensatoren in y-Richtung	39
Abbildung 5.5	Kammstrukturen als modifizierte Grundtypen elektrostatischer Wandler (Gerlach und Dötzel 2006, S. 265)	40
Abbildung 5.6	Paschenkurve (nach Hsu 2008, S. 234)	41
Abbildung 5.7	Schematischer Aufbau eines Kammantriebs (nach Hsu 2008, S.60).....	42
Abbildung 5.8	Wirkungsprinzip für elektrostatische Motoren (nach Hsu 2008, S.64)	42
Abbildung 5.9	Elektrostatisch angetriebener LIGA-Motor, links: Übersicht – sechs äußere Statoren treiben den innenliegenden Rotor an, rechts: Detail der Elektrodenstruktur (Mescheder 2004, S.166).....	43

Abbildung 5.10	Direkter Piezoeffekt (Degreen 2010).....	44
Abbildung 5.11	Schematischer Aufbau eines piezoelektrischen Aktors (nach Hsu 2008, S.55).....	44
Abbildung 5.12	Koordinatensystem eines piezoelektrischen Aktors (Gerlach und Dötzel 2006, S.270).....	46
Abbildung 5.13	Anordnung zur Nutzung des piezoelektrischen Effekts bei Sensoren oder Aktoren (Mescheder 2004, S.129)	46
Abbildung 5.14	Hysterese und Nichtlinearität eines Piezostapels (Mescheder 2004, S.130).....	49
Abbildung 5.15	Piezoelektrisches Druckverfahren (ITWissen 2014)	49
Abbildung 5.16	Erzeugung unterschiedlich großer Farbpunktgrößen beim Piezodrucker (ITWissen 2014)	50
Abbildung 5.17	Prinzip der Piezoventile (FESTO 2014)	50
Abbildung 5.18	Realisierungsbeispiel des Piezoelektrischen Aktors als ein Piezoventil (FESTO 2014)	50
Abbildung 5.19	Schematische Darstellung des elektrodynamischen Prinzips (nach Elektro-Archiv 2014)	51
Abbildung 5.20	Lorentzkraft zwischen parallelen Leitern (nach Suleder 2015)	52
Abbildung 5.21	Reluktanzkraft, links: ohne Eisenkern, rechts: mit Eisenkern (nach Bolte 2011).....	53
Abbildung 5.22	Schematische Darstellung eines Hubmagnet-Aktors (nach Czichos 2006 – with kind permission of Springer Science+Business Media)	54
Abbildung 5.23	Formgedächtniseffekt, a) Schematische Darstellung des Formgedächtniseffekts (nach G.RAU 2014), b) Dehnungs-Temperatur-Diagramm des Formgedächtniseffekts (nach Mescheder 2004, S.133)	55
Abbildung 5.24	Thermische Ausdehnung	56
Abbildung 5.25	Krümmung eines Zweischicht-Balkens bei Temperaturänderung $T_1 \rightarrow T_2$, $\Phi = P$ Wärmestrom, ℓ Balkenlänge, b Schichtbreite, s Schichtdicke, α thermischer Ausdehnungskoeffizient, $y(\ell)$ Auslenkung, F Kraft, T Temperatur (Gerlach und Dötzel 2006, S. 282)	56
Abbildung 5.26	Überhitzungsschutz eines Durchlauferhitzers (G.RAU 2014).....	58
Abbildung 5.27	Thermisches Ventil (SCME 2010b)	58
Abbildung 6.1	Grundprinzip eines Beschleunigungssensors mit Feder-Masse-System.....	61
Abbildung 6.2	Aufbau eines kapazitiven Beschleunigungssensors mit Feder-Masse-System (nach Schnabel 2014) ..	62
Abbildung 6.3	Funktionsweise eines kapazitiven Beschleunigungssensors mit Feder-Masse-System (nach Schnabel 2014).....	62
Abbildung 6.4	Kapazitiver Beschleunigungssensor SMB25x/SMB26x der Robert Bosch GmbH: Funktionsprinzip und Sensor (Bosch Semiconductors 2009)	63
Abbildung 6.5	Grundprinzip eines Pendel-Beschleunigungssensors	63
Abbildung 6.6	Sensoraufbau eines Pendel-Beschleunigungssensors (Wendel 2011)	64
Abbildung 6.7	Q-Flex Beschleunigungssensor: Ausgangsachse (OA), Eingangsachse (IA), Pendelachse (PA) (nach Lawrence 1998).....	65
Abbildung 6.8	Grundprinzip eines Vibrationsbeschleunigungssensors	66
Abbildung 6.9	Sensoraufbau eines Vibrationsbeschleunigungssensors (Wendel 2011), Sensor RBA 500 von Honeywell (Abmaße: 20.32 cm Diag. x 10.67 cm Höhe; Honeywell 2005)	66
Abbildung 6.10	Coriolis-Effekt.....	67
Abbildung 6.11	Typen von Vibrationskreisläufen (Thielman et al 2002)	68
Abbildung 6.12	Einfache Schwinger mit linearer Erregung und Detektion (Hiller 2004)	69
Abbildung 6.13	Einfache Schwinger mit quasi-rotatorischer Erregung und Detektion (Hiller 2004).....	69
Abbildung 6.14	Mechanische Struktur eines Drehratensensors mit Entkopplung, Geen und Krakauer (2003).....	70
Abbildung 6.15	Prismatischer Biegebalken (Billep 1999)	70
Abbildung 6.16	Balancierte Systeme (Hiller 2004).....	71
Abbildung 6.17	Mikromechanische Struktur und Rahmenstruktur des SMI530/540 (Offenberg et al 2009).....	72

Abbildung 6.18	Ring-Gyroskop (nach Hiller 2004).....	73
Abbildung 6.19	Ring-Gyroskop CRS03 von Silicon Sensing Systems: Funktionsweise (ohne und mit Rotation um z-Achse), Sensor (Silicon Sensing Systems 2014a).....	73
Abbildung 6.20	Mikromechanische Struktur des Ring-Gyroscopes von He und Najavi (2002) in gesamter Größe (links; 4 mm x 4 mm) und Nahansicht (rechts)	74
Abbildung 7.1	Empfindlichkeit (nach Grewal et al 2013).....	78
Abbildung 7.2	Nichtlinearität (nach Grewal et al 2013).....	79
Abbildung 7.3	Nullpunktverschiebung bzw. Bias	79
Abbildung 7.4	Messkonzept des Innenschuhscanners (Reinhold 2011).....	89
Abbildung 8.1	Optische Bildstabilisierung (Tamron 2014)	92
Abbildung 8.2	Vibrationskompensation (VC) der Bewegungen der Kamera durch Verschiebung von Linsen (Tamron 2014).....	92
Abbildung 8.3	Konica Minolta DiMAGE Z6 (Focus 2014).....	93
Abbildung 8.4	µIMU (Abmaße: 8.5 cm Ø x 6 cm Höhe; Northrop Grumman Lites 2014)	93
Abbildung 8.5	Horizontierter (links) und nicht-horizontierter (rechts) 3-achsiger Beschleunigungssensor	94
Abbildung 8.6	FOCUS 30 Flüssigkeitspräzisionsneigungssensor zur Feinjustierung (vgl. Kludas et al 2011)	94
Abbildung 8.7	Offshore-Windkraftanlage (Quelle: Hochtief AG).....	95
Abbildung 8.8	Unebenheiten der Räder (links) und des Gleisbetts (rechts) (Larionov et al 2012).....	95
Abbildung 8.9	Elektronisches Stabilitätsprogramm (Quelle: Robert Bosch GmbH)	96
Abbildung 8.10	Jawbone UP (Jawbone 2014)	97
Abbildung 8.11	Jawbone UP – Komponenten (Jawbone 2014).....	97
Abbildung 8.12	Katalog von Bewegungszuständen (nach Wild-Pfeiffer und Schäfer 2011).....	99
Abbildung 8.13	Sensorplatine und USB-Dongle (Schäfer et al 2011)	99
Abbildung 8.14	Sensorpositionen (Schäfer et al 2011)	100
Abbildung 8.15	Bewegungsmuster Gehen, Sensorposition Knöchel (Wild-Pfeiffer und Schäfer 2011)	100
Abbildung 8.16	Bewegungsmuster Gehen, Sensorposition Knöchel, Kinematische Epochen [K] und statische Epochen [S] (Wild-Pfeiffer und Schäfer 2011)	101
Abbildung 8.17	Aufbau eines Software GNSS-Empfängers (Gäb 2013).....	103
Abbildung 8.18	Software GNSS Empfänger (Gäb und Wehr 2014).....	103
Abbildung 8.19	MEMS Board (Gäb und Wehr 2014).....	104
Abbildung 8.20	Ergebnisse der Geschwindigkeiten für einen nicht-gestützten und gestützten SGE (Gäb 2015).....	104
Abbildung 8.21	Ergebnisse der Stützung für die Dopplerfrequenz des GPS Satelliten 18 (Gäb 2015)	105
Abbildung 8.22	AR.Drone 2.0 (Parrot 2014)	106

Tabellenverzeichnis

Tabelle 3.1	Anwendungen: Bügeleisen und Gabel.....	21
Tabelle 3.2	Physikalische und mechanische Eigenschaften der Werkstoffe Silizium, Quarz und Aluminium.....	23
Tabelle 4.1	Abhängigkeit des Faktors k von der Bauteilgestalt (Dötzel 2006)	30
Tabelle 4.2	Skalierungseffekte beim menschlichen Körper, Skalierungsfaktor = 0.1 (nach Dötzel 2006)	32
Tabelle 4.3	Zusammenhang zwischen Kraft, Beschleunigung, Zeit und Leistungsdichte in Indexdarstellung.....	34
Tabelle 5.1	Klassifizierung von Aktoren nach dem Wirkungsprinzip und der Bewegungsform (nach Pawelczak 2005).....	37
Tabelle 5.2	Verknüpfungsrelationen der Zustandsgrößen beim direkten und reziproken piezoelektrischen Effekt mit Materialkonstanten (Mescheder 2004, S.127).....	45
Tabelle 5.3	Eigenschaften wichtiger piezoelektrischer Materialien (nach Völklein und Zetterer 2000).....	47
Tabelle 5.4	Vergleich der Aktorprinzipien in Bezug auf die Skalierung der Energiedichte und der Kraft	59
Tabelle 7.1	Grad der Anwendung – Bias-Instabilität der Inertialsensoren (nach Barbour 2011).....	80
Tabelle 7.2	Kategorisierung der Drehratensensoren anhand der Bias-Instabilität [°/h]	81
Tabelle 7.3	Kategorisierung der Beschleunigungssensoren anhand der Bias-Instabilität [mg].....	81
Tabelle 7.4	MEMS-Beschleunigungssensoren (analog).....	82
Tabelle 7.5	MEMS-Beschleunigungssensoren (digital)	82
Tabelle 7.6	MEMS-Drehratensensoren (analog).....	82
Tabelle 7.7	MEMS-Drehratensensoren (digital)	83
Tabelle 7.8	MEMS-IMU: Drehratensensoren (digital).....	83
Tabelle 7.9	MEMS-IMU: Beschleunigungssensoren (digital)	84
Tabelle 7.10	Auswirkung des Zero g Bias des Beschleunigungssensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit.....	85
Tabelle 7.11	Auswirkung des Zero Rate Bias des Drehratensensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit.....	86
Tabelle 7.12	Auswirkung des Rauschens des Beschleunigungssensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit.....	86
Tabelle 7.13	Auswirkung des Rauschens des Drehratensensors auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit	87
Tabelle 7.14	Auswirkung der Querachsenempfindlichkeit auf die Geschwindigkeits- und Positionsgenauigkeit....	87
Tabelle 7.15	Auswirkung des Zero g Bias des Beschleunigungssensors auf die Orientierungsgenauigkeit	88
Tabelle 8.1	Auswahl der Geräte der Medizin/Sportwissenschaft.....	98
Tabelle 8.2	Beschreibung der sechs Bewegungsmuster – zusammengesetzt aus kinematischen und statischen Bewegungszuständen	100

Literaturverzeichnis

- Abe H. (2005) Applications expand for downsized piezoelectric vibrating gyroscopes. <http://www.dataweek.co.za/news.aspx?pklnnewsid=19303>.
- Acar, C., Shkel A. (2009) MEMS Vibratory Gyroscopes – Structural Approaches to Improve Robustness. Springer Verlag, New York.
- ActiGraph (2009) ActiLife Users Manual. ActiGraph, Document No. PUB08DOC04, Revision H.
- Aminian K., Robert Ph., Buchser E.E., Rutschmann B., Hayoz D., Depairon M. (1999) Physical activity monitoring based on accelerometry: validation and comparison with video observation. In: Med. Biol. Eng. Comput., 37, 304-308.
- Analog Devices (2007) ADXL330. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXL330.pdf.
- Anderson R.S., Hanson D.S., Kourepenis A.S. (2001) Evolution of Low-Cost MEMS Inertial System Technologies. ION GPS 2001, 11-14 September 2001, Salt Lake City, UT, p. 1332-1342.
- Baglio S., Castorina S., Savalli N. (2007) Scaling Issues and Design of MEMS. John Wiley & Sons, Hoboken NJ.
- Barbour N.M., Elwell J.M., Setterlund R.H. (1992) Inertial Instruments: where to now? In: AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, Hilton Head Island, SC, Aug. 10-12, 1992, Technical Papers. Pt. 2 (A92-55151 23-63). Washington, American Institute of Aeronautics and Astronautics, p. 566-574.
- Barbour N.M., Schmidt G. (1998) Inertial Sensor Technology Trends. Reprint from the Proceedings of the 1998 Workshop on Autonomous Underwater Vehicles, 20-21 August 1998, Cambridge, MA, pp. 55-62.
- Barbour N.M., Schmidt G. (2001) Inertial Sensor Technology Trends, IEEE Sensors Journal, Vol. 1, No. 4, p. 332-339.
- Barbour N.M. (2011) Inertial Navigation Sensors. RTO Lecture Series: Low-Cost Navigation Sensors and Integration Technology, RTO-EN-SET-116, S. 2-1 - 2-28.
- Bergmann L., Schäfer C. (1961) Lehrbuch der Experimentalphysik, Band 1, 6. Auflage, Walter de Gruyter Verlag, Berlin.
- Bernstein J. (2003) An Overview of MEMS Inertial Sensing Technology. Sensors Weekly, 01.02.2003. <http://www.sensorsmag.com/sensors/acceleration-vibration/an-overview-mems-inertial-sensing-technology-970>.
- Bertram T. (2014) Folien zur Vorlesung Einführung in die Mechatronik – Sensoren. Technische Universität Dortmund, Dortmund.
- Billep D. (1999) Modellierung und Simulation eines mikromechanischen Drehratensensors. Dissertation, Technische Universität Chemnitz, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik.
- Bohnenberger J.G.F. (1817) Beschreibung einer Maschine zur Erläuterung der Geseze der Umdrehung der Erde um ihre Axe, und der Veränderung der Lage letzteren. Tübinger Blätter für Naturwissenschaften und Arzneikunde, 3, S. 72-83.
- Bolte E. (2011) Reluktanzmotor. http://www.hsu-hh.de/ema/index_inv4gTA11TRX7Tkd.html.
- Boronakhin A.M., Podgornaya L.N., Bokhman E.D., Filipenya N.S., Filatov Yu.V., Shalymov R.B., Larionov D.Yu. (2011) MEMS-based inertial system for railway track diagnostics. Gyroscopy and Navigation, Vol. 2, No. 4, pp 261-268.
- Borre K., Akos D.M., Bertelsen N., Rinder P., Jensen S.H. (2007) A Software-Defined GPS and GALILEO Receiver, A Single Frequency Approach. Birkhäuser Verlag GmbH, Boston.
- Bosch Engineering (2011) Sensor Unit MM5.10. http://www.bosch-engineering.de/media/pdfs/einsatzgebiete_1/produktDatenblaetter/121205_BEG_MM510_EN_final.pdf.
- Bosch Semiconductors (2009) Automotive Electronics: Product Information 2nd Generation Micro-Machined Accelerometers (for Retraint and Safety Systems). 05/2009.
- Bosch Sensortec (2014a) BMA355. BST-BMA355-FL000-00 / Version_0.5_032013.
- Bosch Sensortec (2014b) BMG160. BST-BMG160-DS003-09 / Revision_1.2.
- Bosch Sensortec (2014c) BMA280. BST-BMA280-DS000-11 / Revision_1.8.
- Bouchaud J. (2009) MEMS Market Brief. Volume 2, Issue 1, January 2009.
- Britting K.R. (1971) Inertial Navigation System Analysis. Wiley-Interscience, New York.
- Bugnacki M., Pyle J., Emerald P. (2001) Bewegungssensoren ohne bewegliche Teile. elektronik industrie 5-2001, S. 77-80.
- Bührke T. (2005) Erfindungen Marke Einstein. Physik Journal 03/2005, S. 94-96.

- Cai Y., Fennelly J., Grace R.H. (2013) THERMALLY-BASED MEMS SENSORS Measure Acceleration and Gas Flow. Commercial Micro Manufacturing International Vol. 6 No. 2, p. 36-39.
- Chollet F., Liu H. (2013) A (not so) short introduction to MEMS. Version 5.1. <http://memscyclopedia.org/Document/IntroMEMS.pdf>.
- Czichos H. (2006) Mechatronik: Grundlagen und Anwendungen technischer Systeme. Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, Wiesbaden.
- Degreen (2010) Direkter Piezoeffekt. Creative-Commons-Lizenz, <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Piezo-effekt350px.gif>.
- Deppner H.G. (1999) Drehratenmessgeber. In: R. Völler, Technische Berichte des Fachbereichs Elektrotechnik und Informatik der Fachhochschule Hamburg, Nr. 32, S. 10-15.
- Dobisch M., Grotehenne L., Falkenberg S., Janetzki S., Parlow S., Rabeler B., Schmidt C., Schildwächter C., Schulz A., Speich C. (2014) Sensoren in automotiven Szenarien. Wissenschaftliches Seminar, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Institut für Verteilte Systeme.
- Dötzel W. (2006) Mikrosystemtechnik – Wachstum ins Kleine. Sitzungsberichte der Sächsischen Akademie der Wissenschaften zu Leipzig, Band 2, Heft 1, Verlag der Sächsischen Akademie der Wissenschaften zu Leipzig, Leipzig.
- Draper C.S. (1981) Origins of Inertial Navigation. J. Guidance and Control, Vol. 4, No. 5, p. 449-463.
- Efinger B. (2013) Anwendungen von MEMS-Sensoren in der Geodäsie und Navigation. Studienarbeit, Universität Stuttgart, Stuttgart.
- Eisele K. (2013) Autonomous driving in the tracks of Bertha Benz. Daimler Technicity, September 2013.
- Elektro-Archiv (2014) Lorentzkraft. <http://www.elektro-archiv.de/?artikel=Lorentzkraft>.
- Eloy J.C. (2004) Status of MEMS industry. YOLE Développement.
- Eloy J.C. (2011) MEMS industry evolution: from devices to function. Yole Développement.
- El-Sheimy N., Hou H., Niu X. (2008) Analysis and Modeling of Inertial Sensors Using Allan Variance. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 57, NO. 1, p. 140-149.
- El-Sheimy N., Niu X. (2007) The Promise of MEMS to the Navigation Community. InsideGNSS, Vol. 2, Number 2, S. 46-56.
- Epson (2014) Gyro Portal. http://www5.epsondevice.com/en/sensing_device/gyroportal/.
- Farrell J.A., Barth M. (1999) The global positioning system and inertial navigation. McGraw-Hill, New York.
- Farrell J.A. (2008) Aided Navigation – GPS with High Rate Sensors. McGraw-Hill, New York.
- Fennelly J., Ding S., Newton J., Zhao Y. (2012) Thermal MEMS Accelerometers Fit Many Applications. SENSOR MAGAZIN 3/2012, S. 18-20.
- FESTO (2014) Piezoventile in Medizintechnik und Laborautomatisierung. http://www.festo.com/net/SupportPortal/Files/172926/Piezo_Broschuere_de_M.PDF.
- Focus (2014) Konica Minolta DiMAGE Z6. <http://p5.focus.de/img/fotos/origs1207977/9697264551-w816-h541-o-q75-p5/dig-KonicaMinolta-Z6-Bildstabi-400.jpg>.
- Foust K., Puig C. (2013) Standardized Sensor Performance Parameter Definitions. IEEE Project P2700 - Standard for Sensor Performance Parameter Definitions, Mai 2013. <http://www.memsindustrygroup.org/?page=SPD>.
- Fox C.H.J., Hardie D.J.W. (1984) Vibratory gyroscopic sensors. IN: Symposium Gyro Technology 1984; Proceedings of the Symposium, Stuttgart, West Germany, September 11, 12, 1984 (A86-21826 08-35). Stuttgart/Duesseldorf, Universitaet Stuttgart/Deutsche Gesellschaft fuer Ortung und Navigation, p. 13.0-13.30.
- Foxlin E. (2005) Pedestrian tracking with shoe-mounted inertial sensors. IEEE Computer Graphics and Applications, Vol. 25, Number 6, S. 38-46.
- Fraux R. (2014) Teardown Compares Combo Sensors. EE Times. http://www.eetimes.com/author.asp?page_number=4&doc_id=1322331.
- Freescale (2008) DRM103 Designer Reference Manual, Document Number: DRM103 Rev. 1, 08/2008.
- Freescale (2009) Technical Data, MMA7456L: XYZAxis Accelerometer, Document Number: MMA7456L, Rev 4, 04/2009. http://www.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA7456L.pdf.
- Freescale Semiconductor (2007) Accelerometer Terminology Guide. http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/support_info/SENSORTERMSPG.pdf.
- Friederichs T. (2011) Entwicklung eines Algorithmus zur Bestimmung der Objektlage und Position im dreidimensionalen Raum. Diplomarbeit, Universität Stuttgart.
- Frühauf J. (2005) Werkstoffe der Mikrotechnik, Lehrbuch für Ingenieure. Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, München.

- Füldner M. (2012) MEMS Inertialsensoren für innovative Applikationen in der Medizintechnik. 16. GMA/ITG-Fachtagung Sensoren und Messsysteme 2012, DOI 10.5162/sensoren 2012/1.1.1, S. 17-28.
- Gäb M., Kleusberg A. (2010) Improved tracking of the GNSS signals by coupling with MEMS for land vehicle navigation. Veröffentlichung im Rahmen der Europäischen Navigationskonferenz (ENC 2010), Braunschweig, 19. - 21.10.2010.
- Gäb M. (2013) GNSS-Empfängertechnologie - Der Trend zum Software GNSS Empfänger. Beiträge zum 124. DVW-Seminar am 14. und 15. März 2013 in Karlsruhe: GNSS 2013 - Schneller. Genauer. Effizienter. Schriftenreihe Band 70 / 2013, Wißner Verlag, S. 245-254.
- Gäb M., Wehr A. (2014) Aiding of software GNSS receiver by low-cost MEMS-IMU for land vehicle navigation. Veröffentlichung im Rahmen der Europäischen Navigationskonferenz (ENC 2014), Rotterdam, 15.-17.04.2014.
- Gäb M. (2015) Ein Beitrag zur Stützung eines Software GNSS Empfängers mit MEMS-Inertialsensoren. Dissertation in Vorbereitung, Universität Stuttgart, Stuttgart.
- Geen J., Krakauer D. (2003) New iMEMS® Angular-Rate-Sensing Gyroscope. Analog Dialogue 37-03.
- Gerlach G., Dötzel W. (2006) Einführung in die Mikrosystemtechnik, Ein Kursbuch für Studierende. Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, München.
- Ghosh R., Ratan S., Lindeman D., Steinmetz V. (2013) THE NEW ERA OF CONNECTED AGING: A Framework for Understanding Technologies that Support Older Adults in Aging in Place. Center for technology and aging.
- Giancoli C. (2010) Physik: Lehr- und Übungsbuch. 3. Auflage, Pearson Studium, München.
- Gläser C., Bürkle L., Niewels F. (2013) An Inertial Navigation System for Inner-City ADAS. Proceedings of the 16th IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC), The Hague, The Netherlands, pp. 1503-1508, DOI 10.1109/ITSC.2013.6728443.
- Gläser C., Michalke T.P., Bürkle L., Niewels F. (2014) Environment for Inner-City Driver Assistance and Highly-Automated Driving. Proceedings of the IEEE Symposium on Intelligent Vehicles (IV), Dearborn, USA, pp. 1270-1275, DOI 10.1109/IVS.2014.6856388.
- Gleason S., Gebre-Egziabher D. (2009) GNSS Applications and Methods. Artech House, Boston.
- Godha S., Lachapelle G. (2008) Foot mounted inertial system for pedestrian navigation. Measurement Science and Technology, Vol. 19, 075202, DOI:10.1088/0957-0233/19/7/075202.
- Goodall C., Carmichael S., El-Sheimy N., Scannell B. (2012) INS Face Off – MEMS versus FOGs. InsideGNSS, July/August 2012, p. 48-55.
- Goodall C., Carmichael S., Scannell B. (2013) The Battle Between MEMS and FOGs for Precision Guidance. Analog Devices Technical Article MS-2432.
- Grafarend E.W. (1967) Der klassische nordsuchende Kreisel. Vermessungstechnische Rundschau 29, Heft 1, S.1-16.
- Grafarend E.W. (1974) Vermessungskreisel im System der dreidimensionalen Geodäsie. Mitt. a. d. Markscheidewesen, Heft 2, S. 179-190.
- G.RAU (2014) Thermische Aktoren. <http://www.g-rau.de/>.
- Greenspan R.L. (1995) Inertial Navigation Technology from 1970-1995. NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation, Vol. 42, No.1, Special Issue, p. 165-185.
- Grewal M.S., Andrews A.P. (2010) How good is your Gyro [Ask the Experts]. IEEE Control Systems Magazine, Vol.30, Issue 1, p. 12-86.
- Grewal M.S., Andrews A.P., Bartone C.P. (2013) Global Navigation Satellite Systems, Inertial Navigation, and Integration. John Wiley & Sons, Hoboken.
- Grimm M. (2013) Dreiachsige Beschleunigungssensoren für viele Einsatzzwecke. all-electronics. de, 23.07.2013.
- Groves P. D. (2008) Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems. Artech House, Boston.
- Hagströmer M., Oja P., Sjöström M. (2007) Physical Activity and Inactivity in an Adult Population Assessed by Accelerometry. Medicine & Science in Sports & Exercise, Vol. 39, Nr. 9, S. 1502-1508.
- Hartmann S. (2011) Quartz-basierende Sensorlösungen für hohe Ansprüche. SENSOR MAGAZIN 4/2011, S. 14-16.
- He G., Najavi K. (2002) A Single-Crystal Silicon Vibrating Ring Gyroscope. MEMS 2002 – 15th IEEE International Conference on Micro-electromechanical Systems, Las Vegas.
- Heinz S. (2006) Integrierte Hochvolt-Ansteuerelektronik für Mikroaktoren mit elektrostatischem Antrieb. Dissertation, Technische Universität Chemnitz.
- Hellmann H. (1962) The Development of Inertial Navigation. NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation, Vol. 9, No.2, p. 83-94.
- Henning G.A. (1967) Elektrizität in Haut und Knochen. <http://www.zeit.de/1967/08/elektrizitaet-in-haut-und-knochen>.

- Herberth U. (2013) The μ IMU family: MEMS-based IMUs for toughest environments. AIRTEC 2013 International Congress, Frankfurt.
- Hering E., Schönfelder G. (2012) Sensoren in Wissenschaft und Technik – Funktionsweise und Einsatzgebiete. Vieweg und Teubner Verlag, Wiesbaden.
- Hiller K. (2004) Technologieentwicklung für kapazitive Sensoren mit bewegten Komponenten. Habilitation, Technische Universität Chemnitz, Chemnitz.
- Honeywell (2005) RBA500 Accelerometer. http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/myaero-spacecatalog-documents/Missiles-Munitions-2/RBA650_Data_sheet.pdf.
- Honeywell (2006) Q-Flex QA-3000 Accelerometer. <https://aero1.honeywell.com/inertsensor/docs/qa3000.pdf>.
- Hou H. (2004) Modeling Inertial Sensors Errors Using Allan Variance. University of Calgary, Department of Geomatics Engineering. UCGE Reports Number 20201.
- Hsu T.-R. (2008) MEMS and Microsystems – Design, Manufacture, and Nanoscale Engineering. 2nd edition. John Wiley & Sons, Hoboken NJ.
- Huber C., Bogers W.J. (1983) The Schuler Principle: A discussion of some facts and misconceptions. Department of Electrical Engineering, Eindhoven University of Technology, EUT Report 83-E-136.
- Huy C., Schneider S. (2008) Instrument für die Erfassung der physischen Aktivität bei Personen im mittleren und höheren Erwachsenenalter. Zeitschrift für Gerontologie und Geriatrie, 41 (3), S. 208-216.
- IEEE (1997) IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros. IEEE Std 952.
- IEEE (2004) IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros. IEEE Std. 1431TM-2004.
- IEEE (2005) IEEE Recommended Practice for Inertial Sensor Test Equipment, Instrumentation, Data Acquisition, and Analysis. IEEE Std 1554.
- IEEE_P2700 (2014) IEEE P2700 – Working Group for Standard for Sensor Performance Parameter Definitions. <http://grouper.ieee.org/groups/2700/>.
- iFixit (2014) iPhone5 Teardown. <http://www.ifixit.com/Teardown/iPhone+5+Teardown/10525/1>.
- ITWissen (2014) Piezo-Drucker. <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/Piezo-Drucker-piezoelectric-printer.html>.
- InvenSense (2014) MPU-9250. <http://206.25.17.130/mems/gyro/documents/PS-MPU-9250A-01.pdf>.
- Janocha H. (2004) Unkonventionelle Aktoren im Kraftfahrzeug. Branchenforum Fahrzeugbau/Automatisierungstechnik, Zentrum für Innovative Produktion, 22. Januar 2004.
- Jawbone (2014) Jawbone UP. <https://jawbone.com/up>.
- Jekeli C. (2001) Inertial Navigation Systems with Geodetic Applications. De Gruyter Verlag, Berlin.
- Jödden B., Kucera G. (2007) Robuste MEMS-Technik misst Neigungswinkel. Elektrotechnik, Vogel Business Media GmbH & Co. KG.
- Kandler M., Reinert W. (2008) Ausfallsichere Inertialsensoren. AUTOMOBIL-ELEKTRONIK, August 2008, S. 30-32.
- Kappel F. (2014) Vergleich von MEMS-Inertialsensoren anhand ihrer Parameter, Bachelorarbeit, Universität Stuttgart.
- Keller F., Kagerah S., Sternberg H. (2015) Automatisierung eines low-cost 360°-Reflektors für die genaue Positionierung einer 3D Trajektorie. AVN in Druck. Wichmann VDE Verlag, Berlin Offenbach.
- Kempe V. (2010) Inertial MEMS sensors. Vortrag im Rahmen der SEMTO 2010, Ljubljana, 20.-21.10.2010.
- Kempe V. (2011) Inertial MEMS – Principles and Practice. Cambridge university Press, Cambridge.
- Kempe V. (2013) Inertial MEMS – Winzlinge messen Trägheit. LIFIS ONLINE [09.10.13], www.leibniz-institut.de, ISSN 1864-2972.
- Kfztech (2014) Elektronisches Stabilitätsprogramm. <http://www.kfztech.de/kfztechnik/sicherheit/ESP.htm>.
- King A.D. (1998) Inertial Navigation – Forty Years of Evolution. GEC REVIEW, VOL. 13, NO. 3, p. 140-149.
- Kludas T., Vogel M., Donath B., Glimm A., Göring G. (2010) Focus 30. Whitepaper. <http://legacy.spectraprecision.com/focus30-page.aspx>.
- Kludas T., Vogel M., Donath B., Glimm A., Göring G. (2011) Die FOCUS[®] 30 Totalstation von Spectra Precision[®] - Neue Technologien in der Tachymeter Entwicklung. AVN 18 (2011) 10, S. 348-354.
- Knutti J.W., Allen H.V. (2004) Trends in MEMS Commercialization. In: H. Baltes et al “Advanced Micro and Nanosystems”, Vol. 1, WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, ISBN: 3-527-30746-X, p. 21-47.
- Kohl M. (2002) Entwicklung von Mikroaktoren aus Formgedächtnislegierungen. Habilitation, Universität Karlsruhe (TH).

- Krishnan G., Kshirsagar C.U., Ananthasuresh G.K., Bhat N. (2007) Micromachined High-Resolution Accelerometers. *Journal of Indian Institute of Science*, Vol. 87:3, p. 333-361.
- KVH (2014) Guide to Comparing Gyro and IMU Technologies – Micro-Electro-Mechanical Systems and Fiber Optic Gyros. (abgerufen am 20.05.2015 14.10 Uhr)
- Lachapelle G., Petovello M.G. (2007) GNSS Solutions: Weighting GNSS Observations and Variations of GNSS/INS Integration. *InsideGNSS*, January/ February 2007, p. 26-33.
- Lachapelle G., Petovello M.G., Li Y., Groves P. (2008) MEMS and Platform Orientation & Deep Integration if GNSS/Inertial Systems. *GNSS Solutions*, January/February 2008, p. 22-37.
- Lammel G. (2011) MEMS Sensoren in mobilen Anwendungen – vom Auto zum Handy. Vortrag im Rahmen des Geodätischen Kolloquiums, Universität Stuttgart, 14.01.2011.
- Larionov D., Filatov Y., Boronachin A., Podgornaya L., Bokhman E., Shalymov R. (2012) Inertial System for Railway Track Diagnostics. In: Trommer, G.F. (ed): *Proceedings of Inertial Sensors and Systems 2012*, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), Institute of Systems Optimization (ITE), ISSN 2193-665X, S. 17.1-17.20.
- Lashley M., Bevely D.M., Hung J.Y. (2009) Impact of Carrier to Noise Power Density, Platform Dynamics, and IMU Quality on Deeply Integrated Navigation. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal*, Vol. 3, Issue 4, p. 661-673.
- Lawrence A. (1998) *Modern Inertial Technology – Navigation, Guidance and Control*. 2nd edition, Springer Verlag, New York.
- LIFTlabs (2014) Liftware. <http://www.google.com/liftware/index.html>.
- Lingner B. (2010) Analyse einer Sensorplattform zur Trägheitsnavigation. Diplomarbeit, Hochschule für Technik und Wirtschaft Aalen.
- Lukianto C., Sternberg H. (2011) Overview of Current Indoor Navigation Techniques and Implementation Studies. *FIG Working Week 2011 - Bridging the Gap between Cultures*, 18-22 May 2011, Marrakech, Morocco.
- Madou M. (2002) *Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization*. 2nd edition. CRC Press, Taylor & Francis Group.
- Madou M. J. (2012a) *Fundamentals of Microfabrication and Nanotechnology. Volume 1: Solid-state Physics, Fluidics, and Analytical Techniques in Micro- and Nanotechnology*. 3rd edition. CRC Press.
- Madou M. J. (2012b) *Fundamentals of Microfabrication and Nanotechnology. Volume 2: Manufacturing Techniques for Microfabrication and Nanotechnology*. 3rd edition. CRC Press.
- Madou M. J. (2012c) *Fundamentals of Microfabrication and Nanotechnology. Volume 3: From MEMS to Bio-MEMS and Bio-NEMS – Manufacturing Techniques and Applications*. 3rd edition. CRC Press.
- Magnus K. (1965) *Der Kreisel – Eine Einführung in die Lehre vom Kreisel mit Anleitung zur Durchführung von Versuchen*. Industrie-Druck GmbH, Verlag, Göttingen.
- Maluf N., Williams K. (2004) *An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering*. 2nd edition, Artech House Inc., Norwood.
- Marek J. (2007) MEMS-Sensoren im Überblick. *AUTOMOBIL-ELEKTRONIK*, April 2007, S. 16-18.
- MemsEdu (2014) MemsEdu – An Internet-Based Short Course on Micro Electro Mechanical Systems. <http://www.ett.bme.hu/memsedu/cd/menu.html>.
- Menz W., Mohr L., Paul O. (2005) *Mikrosystemtechnik für Ingenieure*, 3. Auflage. Wiley Verlag, Weinheim.
- Merhav S. (1996) *Aerospace sensor systems and applications*. Springer Verlag, New York.
- Mescheder U. (2004) *Mikrosystemtechnik – Konzepte und Anwendungen*. 2. Auflage, Teubner Verlag, Stuttgart.
- Murray C.J. (2010) *Inertial Sensors Go Hollywood*. Design News.
- Müller W. (2011) *Grundlagen zur Messtechnik – Sensoren*. Materialsammlung für den Unterricht zur computer-unterstützten Labor-Messtechnik, Carl-Engler-Schule Karlsruhe. http://www.ces.karlsruhe.de/culm/culm/culm2/th_messtechnik/sensoren/sensoren.pdf.
- Nasiri S. (2014) A Critical Review of MEMS Gyroscopes Technology and Commercialization Status. Whitepaper InvenSense. <http://206.25.17.130/mems/whitepapers.html>.
- Nefiodow L. (1996) *Der sechste Kondratieff. Wege zur Produktivität und Vollbeschäftigung im Zeitalter der Information*. 6. Auflage. Rhein-Sieg Verlag, Sankt Augustin.
- Nefiodow L., Nefiodow S. (2014) *Der sechste Kondratieff. Die neue, lange Welle der Weltwirtschaft*. 7. Auflage. Rhein-Sieg Verlag, Sankt Augustin.
- Neitzel F., Schwanebeck T., Schwarz W. (2007) *Zur Genauigkeit von Schwingwegmessungen mit Hilfe von Beschleunigungs- und Geschwindigkeitssensoren*, AVN 06-2007, Wichmann Verlag, Heidelberg.

- Neitzel F., Niemeier W., Weisbrich S., Lehmann M. (2012) GBSAR, TLS und Beschleunigungsmessungen für Schwingungsuntersuchungen. In: Interdisziplinäre Messaufgaben im Bauwesen – Weimar 2012, Beiträge zum 115. DVW-Seminar am 25. und 26. September 2012 in Weimar. DVW-Schriftenreihe Band 68/2012, Seite 121-148.
- Nguyen N.-T. (2004) Mikrofluidik: Entwurf, Herstellung und Charakterisierung. Vieweg und Teubner Verlag, Wiesbaden.
- Niu X., Goodall C., Nassar S., El-Sheimy N. (2006) An efficient method for evaluating the performance of MEMS IMUs. Proceedings of IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium, pp. 766-771.
- Northrop Grumman (2014a) HRG. <http://www.northropgrumman.com/Capabilities/HRG/Pages/default.aspx> bzw. <http://www.northropgrumman.com/Capabilities/HRG/Documents/hrg.pdf>.
- Northrop Grumman (2014b) LN200. <http://www.northropgrumman.com/Capabilities/LN200FOG/Documents/Ln200.pdf>.
- Northrop Grumman Litef (2014) MEMS IMU. <http://www.northropgrumman.litef.com/produkte-leistungen/industrielle-anwendungen/produktuebersicht/mems-imu/>.
- O'Driscoll C., Borio D., Petovello M.G., Williams T., Lachapelle G. (2009) The Soft Approach – A Recipe for a Multi-System, Multi-Frequency GNSS Receiver. InsideGNSS, September/October 2009, p. 46-51.
- Offenberg M., Schlager H.-G., Baus M., Veith M. (2009) Mehrachsiger Inertialsensor für Navigation und Fahrdynamikregelung in Mold-Verpackung, In: Tille, T. (ed.) Sensoren im Automobil III, S. 1-14.
- Pagel L. (2001) Mikrosysteme: Physikalische Effekte bei der Verkleinerung technischer Systeme. Schönbach Verlag, Wilburgstetten.
- Panasonic (2014) Panasonic EWTS86N. <http://industrial.panasonic.com/lecs/www-data/pdf/ARC0000/ARC0000CE10.pdf>.
- Pany T., Falk N., Riedl B., Hartmann T., Stangl G., Stöber C. (2012) Software GNSS Receiver – An Answer for Precise Positioning Research. GPS World, September 2012.
- Parrot (2014) AR.Drone 2.0. <http://ardrone2.parrot.com/>.
- Pawelczak D. (2005) Nutzung inhärenter Messeffekte von Aktoren und Methoden zur sensorlosen Positionsmessung im Betrieb. Dissertation, Univ. d. Bundeswehr München, Shaker-Verlag, Aachen.
- Peters C., Gutmann W., Hafen M., Jäckle A., Kunz J., Ruf M., Stumpf K., Zimmermann S., Geiger W. (2011) Results of Qualification and Initial Prototype Production of a MEMS IMU. Symposium Gyro Technology 2011, Karlsruhe, S. 11.1-11.12.
- Petersen K. (1982) Silicon as a mechanical material. Proceedings of the IEEE 70, S. 420-457.
- Petovello M.G., Sun D., Lachapelle G., Cannon M.E. (2007) Performance Analysis of an Ultra-Tightly Integrated GPS and Reduced IMU System. ION GNSS 2007, Fort Worth TX, 25-28 September 2007, p. 602-609.
- Petovello M.G., O'Driscoll C., Lachapelle G., Borio D., Murtaza H. (2008) Architecture and Benefits of an Advanced GNSS Software Receiver. Journal of Global Positioning Systems, Vol. 7, No.2, p. 156-168.
- PI Bosch (2013a) Consumer-MEMS von Bosch setzen Maßstäbe bei Leistung und Integration. http://www.bosch-presse.de/presseforum/details.htm?txtID=6007&tk_id=192&locale%20=en.
- PI Bosch (2013b) Three billion Bosch MEMS sensors – Precision sensors für measuring the world. Press release June 2013 – PI 8135.
- Ren L. (2013) Grundprinzipien bei MEMS-Aktoren. Studienarbeit, Universität Stuttgart.
- Reif K. (2012) Automobilelektronik. 4. Auflage, Vieweg + Teubner Verlag, Wiesbaden.
- Reinhold A. (2011) Erstellung eines Konzepts zur Untersuchung der Lage- und Orientierungsgenauigkeit von MEMS-Sensoren hinsichtlich der Integration in einen 3D-Innenschuhscanner, Studienarbeit, Universität Stuttgart.
- Reinhold A., Xue W., Wild-Pfeiffer F., Pfeiffer R. (2011) Untersuchung der Lage- und Orientierungsgenauigkeit von MEMS-Inertialsensoren hinsichtlich der Integration in einen handgeführten 3D-Scanner. Poster im Rahmen der Geodätischen Woche 2011, Nürnberg, 27.- 29.09.2011.
- Riemenschneider F. (2014) Beschleunigungsmesser: MEMS-Integration treibt Sensoranwendungen, Integration reduziert Board-Größe, MEMS schrumpft in Größe und Preis. <http://www.elektroniknet.de/messen-testen/sonstiges/artikel/114995/>.
- Robert Bosch (2014) Aktive Sicherheit. http://www.bosch-automotivetechnology.com/de/de/driving_safety/driving_safety_systems_for_passenger_cars_1/active_safety/active_safety_2.html.
- Robin L., Mounier E. (2013) Inertial sensor market moves to combo sensors and sensor hubs. MEMS' Trends, ISSUE No. 16, October 2013.
- Rodloff R. (1999) Physical Background and Technical Realization. RTO AGARDograph 339: Optical Gyros and their Application, p. 2.1-2.16.
- Rößger E. (1961) (Hrsg.) Kreiselhorizonte, Technische Universität Berlin.

- Sachs D., Nasiri S., Goehl D. (2014) Image Stabilization Technology Overview. Whitepaper InvenSense. <http://206.25.17.130/mems/whitepapers.html>.
- Schäfer B. (2011) Determination of heading information from gait cycle pattern using stride length estimation with reduced IMUs on right and left foot. In: Moreira A.J.C. & Meneses F.M.L. (Hrsg.) Proceedings of the 2011 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN'2011) - short papers, posters and demo, Guimarães/Portugal, ISBN: 978-972-8692-63-6.
- Schäfer B. (2015) Stabilisierung der Orientierung von MEMS-Inertialnavigation für Fußgänger. Dissertation in Vorbereitung, Universität Stuttgart, Stuttgart.
- Schäfer B., Wild-Pfeiffer F., Xue W. (2010) Erfassung von Bewegungszuständen mittels MEMS-Sensoren. Vortrag im Rahmen der Geodätischen Woche 2010, Köln, 05.-07.10.2010.
- Schäfer B., Wild-Pfeiffer F., Xue W., Becker C., Lindemann U. (2011) Applications of body-mounted MEMS inertial sensors. Vortrag im Rahmen der IUGG 2011, Melbourne, 28.06.- 07.07.2011.
- Schäfer, B., Wild-Pfeiffer, F. (2015) IMU - Moderne Hybridsensorik – Entwicklung und Stand der Technik. Tagungsband in Druck zu DVS Sektion Biomechanik „Active Health: Bewegung ist gesund“, Berlin, 26.-28.03.2015.
- Scheibner D. (2005) Entwicklung eines frequenzselektiven Schwingungsmesssystems mit abstimmbaren mikromechanischen Resonatoren. Dissertation, Technische Universität Chemnitz, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik.
- Schenk H. (2000) Ein neuartiger Mikroaktor zur ein- und zweidimensionalen Ablenkung von Licht. Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule-Duisburg.
- Schied A. (2006) Helium-Neon-Ringlaser-Gyroskop. Wiss. Arbeit Abteilung QuantenInformations Verarbeitung, Universität Ulm, Ulm.
- Schlichting H.J., Rodewald B. (1988) Von großen und kleinen Tieren. Praxis der Naturwissenschaften- Physik 37/5, 2.
- Schmid A. (2005) Piezokeramik – Funktion, Bauarten und Anwendungen. Technische Keramik in der Praxis, Seminar 2005, Hrsg. Informationszentrum Technische Keramik (IZTK), S. 183-239.
- Schmid P. (2007) Antriebsprinzipien für aktive mikromechanische Bauelemente auf der Basis polykristalliner Diamantfilme. Dissertation, Universität Ulm.
- Schmidt W.D. (2007) Sensorschalttechnik. 3. Auflage, Vogel Business Media Verlag, Würzburg.
- Schmidt G.T. (2011) INS/GPS Technology Trends. RTO-EN-SET-116(2011), S. 1-1 - 1-24.
- Schmidt M. (2014) Bewertung und Weiterentwicklung einer Fahrzustandserkennung für die Fahrzeuglokalisierung beim hochautomatisierten Fahren. Diplomarbeit, Universität Stuttgart.
- Schnabel P. (2014) Elektronik-Kompendium. <http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/1503041.htm>.
- Schulte K.L. (2008) Moderne Gyros and AHRS – wie funktionieren sie eigentlich? K.L.S. Publishing, e-Journ Nr. Av-02.
- SCME (2010a) Learning Module: History of MEMS. Southwest Center for Microsystems Education (SCME), University of New Mexico.
- SCME (2010b) Learning Module: Introduction to Actuators. Southwest Center for Microsystems Education (SCME), University of New Mexico.
- Sensoror (2014) STIM 300 IMU. <http://www.sensoror.com/media/96320/ts1524.r16%20datasheet%20stim300.pdf>.
- Silicon Sensing Systems (2014a) MEMS Gyroscope. <http://www.siliconsensing.com/technology/mems-gyroscope>.
- Silicon Sensing Systems (2014b) The Gyro 100 years on. <http://www.siliconsensing.com/technology/the-gyro-100-years-on/>.
- Sony (2015) Smart Tennis Sensor. <http://www.smarttennissensor.sony.net/NA/>.
- Sorg H.W. (1976) From Serson to Draper – two centuries of gyroscopic development. NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, Vol. 23, No. 4, p. 313-324.
- Stanford (2014) Introduction to Sensor Terminology. http://web.stanford.edu/class/me220/data/lectures/lect02/lect_2.html.
- Sternberg H., Willemsen T., Keller F. (2015) Einsatz von MEMS Inertial-Sensoren für die Orientierung in Gebäuden. Interdisziplinäre Messaufgaben im Bauwesen – Darmstadt 2015. 145. DVW-Seminar, Schriftenreihe des DVW, in Druck, Wißner-Verlag, Augsburg.
- STMicroelectronics (2011) TA0343 Technical article. Everything about STMicroelectronics' 3-axis digital MEMS gyroscopes. http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/technical_article/DM00034730.pdf.
- STMicroelectronics (2013a) L3GD20. <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00036465.pdf>.

- STMicroelectronics (2013b) L3GD20H. <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00060659.pdf>.
- STMicroelectronics (2014) LIS331DLH. <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00213470.pdf>.
- Stockwell W. (2014) Angle Random Walk. http://www.moog-crossbow.com/Literature/Application_Notes_Papers/Angle_Rom_Walk_Estimation_for_Rate_Gyros.pdf.
- Stovall S.H. (1997) Basic Inertial Navigation. China Lake, CA: Naval Air Warfare Center Weapons Division.
- Suleder M. (2015) Die gesetzliche Ampere-Definition. <http://www.chemgapedia.de/vsengine/vlu/vsc/de/ph/14/ep/einfuehrung/magnetfeld/teilchen.vlu/Page/vsc/de/ph/14/ep/einfuehrung/magnetfeld/teilchen/ampere01.vscml.html>.
- Sun D., Petovello M.G., Cannon M.E. (2013) Ultratight GOS/Reduced-IMU Integration for Land Vehicle Navigation. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 49, No. 3, p. 1781-1791.
- Tamron (2014) Vibration Compensation. <http://www.tamron.eu/de/service/glossar/>.
- Teltschik A. (2007) Entwurf und Realisierung eines Inertialnavigationssystems für hochdynamische und stark vibrierende Umgebungen. Dissertation, Universität Karlsruhe.
- The MathWorks (2009) MATLAB® 7 Getting Started Guide 2009.
- Thielman L.O., Benett S., Barker C.H., Ash M.E. (2002) Proposed IEEE Coriolis Vibratory Gyro Standard and Other Inertial Sensor Standards. IEEE Position Location and Navigation Symposium, April 2002, S. 351-358.
- Titterton D.H., Weston J.L. (2004) Strapdown inertial navigation technology. 2nd Edition, The Institution of Electrical Engineers, Stevenage.
- Trimmer W. (1989) Microrobots and micromechanical systems. Sensors and Actuators, Vol. 19, No.3, S. 267-287.
- Tronics (2013) An Overview of MEMS and non-MEMS High Performance Gyros. MEMS and Sensors Whitepaper Series. <http://www.tronicsgroup.com/>.
- Van der Waerden B.L. (1983) Eulers Herleitung des Drehimpulserhaltungssatz. In: Leonhard Euler, Gedenkband des Kantons Basel-Stadt, Birkhäuser, Basel, S. 271-281.
- Van der Waerden B.L. (1984) Euler als Schöpfer der Kontinuums-Mechanik. Naturwissenschaften, Vol. 71, No. 8, S. 414-417.
- Vectornav (2014) Inertial Navigation – Inertial Sensor Market. <http://www.vectornav.com/support/library/imu-and-ins>.
- Von Hinüber E. (2014) Inertiale Sensoren in der Navigation. Vortrag im Rahmen des 138. DVW-Seminars „Multi-Sensor-Systeme – Bewegte Zukunftsfelder“, HCU Hamburg, 19.09.2014.
- Völklein F., Zetterer T. (2000) Praxiswissen Mikrosystemtechnik: Grundlagen – Technologien – Anwendungen. 2. Auflage, Vieweg Verlag.
- Wagner J.F., Trierenberg A. (2010) Ursprung der Kreiseltechnik: Die Maschine von Bohnenberger. Mitteilungen des Landesvereins Baden-Württemberg e.V. des DVW, Heft 2/2010, 57. Jahrgang, S. 46-59.
- Ward D.S., Evenson K.R., Vaughn A., Rodgers A.B., Troiano R.P. (2005) Accelerometer Use in Physical Activity: Best Practices and Research Recommendations. Medicine & Science in Sports & Exercise, Vol. 37, Nr. 11, S. S582-S588.
- Weiguny B. (2014) Hightech am Körper: Der Chip und das Ich. Frankfurter Allgemeine, FAZ.NET. <http://www.faz.net/hightech-am-koerper-der-chip-und-das-ich-13029982.html>.
- Weinberg H. (2004) MEMS Inertial Sensors Move Beyond Airbags. WARD'S AUTO ELECTRONICS – Technical Feature, p. 44-48.
- Wendel J. (2011) Integrierte Navigationssysteme – Sensordatenfusion, GPS und Inertiale Navigation. Überarbeitete Auflage, Oldenbourg Verlag, München.
- Wild-Pfeiffer F., Schäfer B. (2011) MEMS-Sensoren, auch für die Geodäsie. ZfV, 136 (1/2011), S. 30-39.
- Willemsen T., Keller F., Lorey S., Sternberg H. (2015) Museum of the Moment - A cooperation project between Metropolitan Culture and Geomatics. Proceedings IPIN 2014, www.ipin2014.org/wp/pdf/5B-1.pdf.
- Wong V. (2011) Data Sheet Intricacies – Absolute Maximum Ratings and Thermal Resistances. Analog Devices – Technical Article MS-2251.
- Woodman O.J. (2007) An introduction to inertial navigation. Technical Report University of Cambridge, Number 696.
- Wrigley W. (1950) Schuler tuning characteristics in navigational instruments. NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation, Vol. 2, No.8, p. 282-290.
- Wrigley W. (1977) History of Inertial Navigation. NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation, Vol. 24, No.1, p. 1-6.

- Yazdi N., Ayazi F., Najafi K. (1998) Micromachined Inertial Sensors. In: Proc. of the IEEE Bd. 86 No. 28, S. 1640-1659.
- YOLE DÉVELOPPEMENT (2012a) Technology Trends for Inertial MEMS. Marktstudie.
- YOLE DÉVELOPPEMENT (2012b) Gyroscopes and IMUs for Defense, Aerospace & Industrial: Market Report to 2017. Marktstudie.
- YOLE DÉVELOPPEMENT (2013) Status of the MEMS Industry. Marktstudie.
- YOLE DÉVELOPPEMENT (2014a) MEMS Technologies – New Detection Principles & Technical Evolution for MEMS & NEMS. Marktstudie.
- YOLE DÉVELOPPEMENT (2014b) Inertial MEMS – Inertial MEMS Manufacturing Trends 2014 – Volumes 1 & 2. Marktstudie.
- Zhang J. (2012) Skalierung bei MEMS-Sensoren. Studienarbeit, Universität Stuttgart, Stuttgart.

Alle Internetlinks sind zuletzt abgerufen worden am 20.05.2015 um 14.10 Uhr.