

Um eine zustandsabhängige Beeinflussung des mechatronischen Systems zu ermöglichen, ist die Messung von wesentlichen, das System beschreibenden Größen notwendig. Für die Verarbeitung der erhaltenen Messinformationen wird ein elektrisches Signal benötigt. Elemente, die ein im Allgemeinen nichtelektrisches Eingangssignal in ein elektrisches Ausgangssignal umwandeln, heißen **Sensoren**¹. Die Terminologie ist in der Literatur nicht ganz einheitlich. Je nach Grad der Aufarbeitung des elektrischen Signals kommen auch folgende Begriffe zum Einsatz: „Wandler“, „Umformer“, „Messwertaufnehmer“, „Transducer“.

Bezugnehmend auf die in der Einleitung eingeführte Struktur eines mechatronischen Systems befindet sich der Sensor an der Grenze zwischen Energie- und Informationsfluss, vgl. Bild 3.1. Er wandelt physikalische Größen wie Kraft, Weg, Druck oder Lichtintensität in eine für die

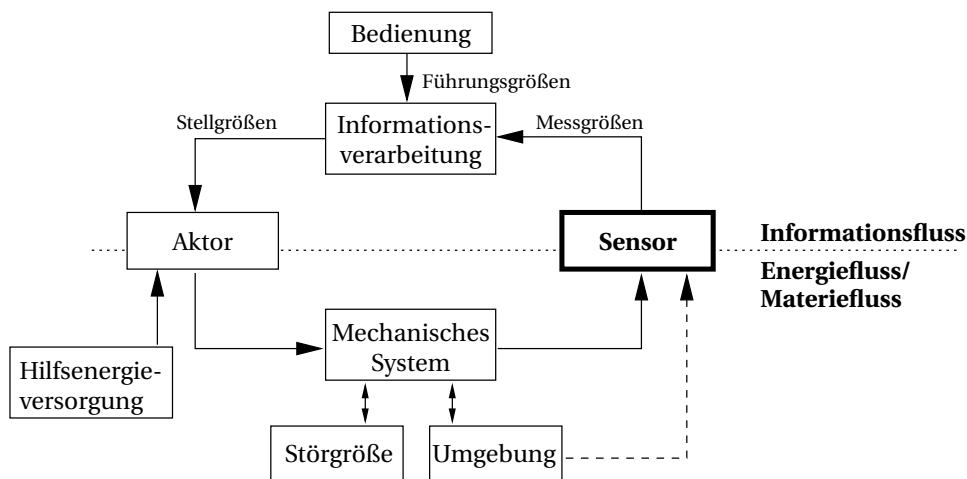


Bild 3.1 Der Sensor an der Grenze zwischen Energie- und Informationsfluss (nach [lse08])

Informationsverarbeitung geeignete Darstellung. In einem weiteren Schritt gilt es dann, Informationen aus den meist verrauschten Sensordaten zu gewinnen. Diese entstehen insbesondere durch die Kombination und Analyse der Sensordaten über der Zeit (Sensordatenfusion). Diese Aspekte sind dann Bestandteil des Kapitels 4.

Im Allgemeinen werden eine Vielzahl an Sensoren am mechatronischen System angeschlossen sein – die Messdaten stammen dabei direkt aus dem System oder aus der Umgebung. In Abschnitt 3.1 soll deshalb zunächst eine Einteilung nach Integrationsgrad und Art des Aus-

¹ Nachfolgend sollen – falls nicht ausdrücklich anders erwähnt – unter Sensoren nur solche Messeinrichtungen verstanden werden, deren Ausgangssignal nicht nur zwei Werte – z. B. 0 und 1 – annehmen kann, sondern einen gewissen Wertebereich überstreicht. Messglieder mit 0/1-Verhalten sind **Schalter**, auch wenn ihr Innenaufbau sehr komplex sein kann. In der Literatur findet man auch den Begriff „**binäre Sensoren**“.

gangssignals erfolgen. Ferner werden wichtige Kenngrößen, wie Auflösung, Messgenauigkeit und Messfehler eingeführt.

Die nachfolgenden Abschnitte geben dann einen Einblick in die wichtigsten Sensortypen. Abschnitt 3.2 beschäftigt sich mit Sensoren zur Messung von Dehnung, Kraft, Drehmoment und Druck. Weg- und Winkelsensoren sind Gegenstand von Abschnitt 3.3. Es schließen sich Ausführungen zur Messung von translatorischen und rotatorischen Geschwindigkeiten an (Abschnitt 3.4). Mittlerweile haben Sensoren zur Messung von Beschleunigungen und Winkelbeschleunigungen eine enorme Verbreitung gefunden, z. B. durch die Verwendung in Automobilen und Mobiltelefonen. Entsprechende Erläuterung bietet Abschnitt 3.5. Sensoren zur Temperaturmessung finden sich in Abschnitt 3.6 und Abschnitt 3.7 schließt mit einem kurzen Ausblick auf weitere wichtige Sensorprinzipien, die aufgrund von Platzmangel nicht detailliert dargelegt werden können.

■ 3.1 Einführung und Begriffe

Integrationsgrade und Anforderungen an Sensoren

Bild 3.2 zeigt den prinzipiellen Signalverlauf in einem Sensor mit „maximaler Ausbaustufe“. Der Signalverlauf und die darin enthaltenen Begriffe werden im Weiteren erläutert. *Die exemplarische Ausführung in einem Kraftsensor ist in kursiver Schrift gekennzeichnet.*

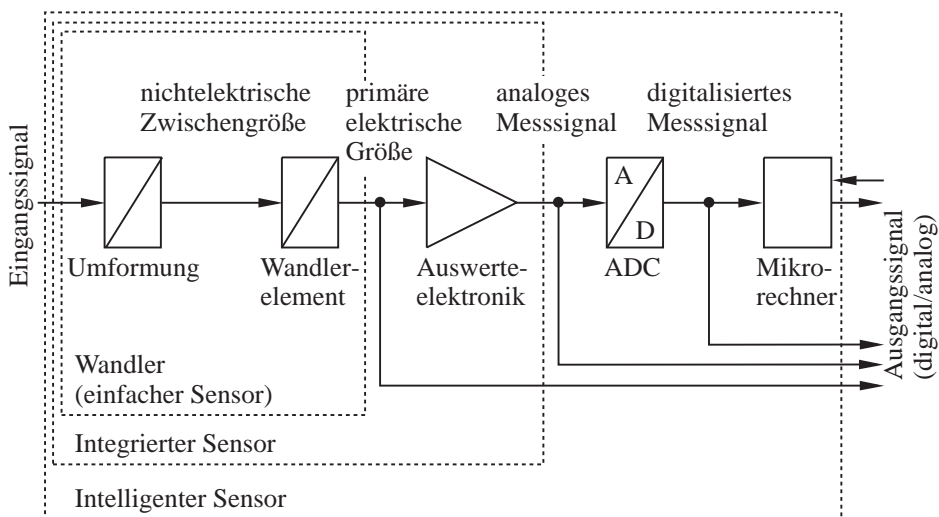


Bild 3.2 Integrationsgrad von Sensoren

1. Umformung der zu messenden Größe in eine oder mehrere (nichtelektrische) **Zwischengrößen**. Bei einem Kraftsensor wird die zu messende Kraft oft mittels eines Biegebalkens in eine Verformung umgewandelt. Messverfahren, die ohne nichtelektrische Zwischengrößen auskommen, heißen **direkte Messverfahren**. Im Gegensatz dazu benutzen die **indirekten Messverfahren** eine oder mehrere nichtelektrische Zwischengrößen.

2. Umformung der Ausgangs- oder Zwischengröße in eine primäre elektrische Größe durch ein **Wandlerelement**. Hier findet unter Ausnutzung verschiedenster physikalischer Effekte die eigentliche mechanisch-elektrische Wandlung statt. *Für einen Kraftsensor kann das durch einen auf dem Biegebalken aufgeklebten Dehnungsmessstreifen (DMS) erfolgen, der die Eigenschaft hat, seinen Widerstand bei einer Dehnung zu ändern. Die primäre elektrische Größe ist hier also der Widerstand.* Weitere primäre elektrische Größen sind u. a. Spannung und Strom. Die bauliche Einheit von mechanischem Umformer und Wandlerelement bildet die einfachste Art eines Sensors, gelegentlich auch als **Wandler** bezeichnet.
3. Zur Weiterverarbeitung des elektrischen Primärsignals dient eine **Auswerteelektronik**, die neben der Verstärkung des Primärsignals noch folgende Aufgaben erfüllen kann:
 - Kompensation von Nullpunktschwankungen,
 - Ausfilterung von Störsignalen,
 - Linearisierung des Messsignals,
 - Messbereichsanpassungen und -umschaltungen,
 - Normierung des Ausgangssignals (z. B. 0...5 V für den Messbereich) u.v.m.*Für einen Kraftsensor wird ein Verstärker verwendet, der den messgrößenabhängigen Spannungsabfall über dem DMS auswertet.* Ist die Auswerteelektronik teilweise oder vollständig im Sensor untergebracht, so ist dafür die Bezeichnung **integrierter Sensor** geläufig.
4. Da der Messwert im Weiteren durch einen Rechner verarbeitet werden soll, muss zuvor eine Wandlung des analogen Ausgangssignals in ein digitales Signal, also in einen Zahlenwert, vorgenommen werden. Dazu dienen *Analog/Digital-Wandler* (ADC – Analog-Digital-Converter, auch ADU – Analog-Digital-Umsetzer genannt, siehe Abschnitt 8.5). Gelegentlich ist der ADC zusammen mit der Auswerteelektronik im Sensor vorhanden, so dass der Sensor eine digitale Schnittstelle zur Außenwelt besitzt. Man kann diese Sensoren als Sonderform der integrierten Sensoren betrachten. Ein wesentlicher Vorteil der Übertragung digitaler Messwerte ist, dass eine Verfälschung des analogen Messsignals, bspw. durch lange Übertragungsleitungen, vermieden wird. Dies ist unter anderem bei geringen Spannungen, wie sie bei der Erfassung von Kräften/Momenten mittels Dehnungsmessstreifen auftreten (vgl. hierzu Abschnitt 3.2.1) von Interesse. Des Weiteren existieren sensornahe Buskonzepte (z. B. I2C und SPI, vgl. Abschnitt 5.4 für eine Übersicht) mit hohen Datenübertragungsraten, die eine Einsparung von Messleitungen erlauben. Insgesamt wird die Messwerterfassung dadurch also robuster.
5. Mit der Entwicklung mikroelektronischer Bauelemente wurde es möglich, auch die digitale Auswerteeinheit – zum Beispiel einen Mikrocontroller – mit in das Sensorgehäuse zu integrieren. Damit lassen sich einerseits verschiedene der unter Punkt 3 genannten Zusatzfunktionen wesentlich einfacher realisieren. Andererseits ergeben sich völlig neue Möglichkeiten zur Weiterverarbeitung des Messsignals wie:
 - Überwachung und Protokollierung von Messdaten im Sensor,
 - selbstständige Auslösung von Alarmen bei Erreichen von Grenzzuständen,
 - Kommunikation mit einem übergeordneten Rechner oder in einem Bussystem, Berechnung abgeleiteter Größen (Ein Wegsensor kann zum Beispiel durch Differentiation seiner ursprünglichen Messwerte zusätzlich eine Geschwindigkeit ausgeben.),
 - Zusammenfassung von mehreren Wandlern in einem Sensor und gemeinsame Auswertung der Messsignale (z. B. bei mehrachsigen Kraftsensoren),
 - Möglichkeit der (Re-)Konfigurierung von Außen, z. B. lassen sich bei Bedarf Übertragungskennlinien des Sensors nachträglich ändern.

Sensoren mit integrierter digitaler Auswerteeinheit werden als **intelligente Sensoren** bezeichnet. Diese Bezeichnung ist sicher nicht sehr glücklich gewählt, da die beschriebenen Eigenschaften natürlich nichts mit Intelligenz zu tun haben. Man verwendet daher auch häufig den englischen Begriff **smart sensors** (smart: pfiffig, schlau), was den Kern schon eher trifft.



Wie an jedes Messsystem, so wird auch an Sensoren eine Reihe von Grundanforderungen gestellt, die eine Messung überhaupt erst möglich machen. Diese sind:

- Innerhalb des Messbereichs muss eine **eindeutige und reproduzierbare Abbildung** der Eingangsgröße auf die Ausgangsgröße erfolgen.
⇒ Einen Ausdehnungsthermometer für den Messbereich 0 bis 80 °C kann man z. B. nicht mit Wasser betreiben, da Wasser bekanntlich bei etwa 4 °C die größte Dichte besitzt.
- Die Ausgangsgröße sollte **nur von der Eingangsgröße** abhängen, nicht aber von anderen Größen. Diese Forderung ist meist am schwierigsten zu verwirklichen.
⇒ Zum Beispiel besitzt ein Ultraschall-Entfernungsmessgerät eine erhebliche Temperaturabhängigkeit, die durch eine geeignete Kompensation – analog oder digital – unterdrückt werden muss. Dazu muss die Temperatur ebenfalls gemessen werden.
- Das Messsystem muss eine **vernachlässigbar kleine Rückwirkung** auf die zu messende Größe haben.
⇒ Ein Messgerät zur Messung des Spannungsabfalls über einem Widerstand muss deswegen einen sehr großen Innenwiderstand besitzen (idealerweise unendlich), damit der Stromfluss durch das Messgerät nicht die Messung verfälscht.

Weitere für die Praxis wünschenswerte Eigenschaften eines Sensors sind:

- **Lineare Abbildung der Eingangs- auf die Ausgangsgröße.** Die Linearisierung kann auch durch analoge oder digitale Signalaufbereitung erfolgen.
- **Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen.** Gerade in rauen Industrieumgebungen gehören elektromagnetische Störungen zu den Hauptursachen für Systemfehler.
- **Normierung des Ausgangssignals.** Gebräuchliche Standards sind:
 - für analoge Ausgangssignale: 0...+5 (+10) V oder auch –5 (–10)...+5 (+10) V
0...20 mA (*dead zero*-Stromschleife)
4...20 mA (*life zero*-Stromschleife)²
 - für digitale Ausgangssignale: parallel (z. B. 8 Bit, Centronics-Interface)
seriell (RS232, RS485, USB, ...)
 - für busfähige Messsysteme: Profibus, EtherCAT, CAN-Bus, SPI, I2C usw.,
vgl. Abschnitt 5.4
 - für aktive/passive Funksysteme: RFID, GSM, ZigBee, usw.
- **Einfache Stromversorgung.** In der Industrieautomatisierung hat sich eine Sensorversorgung mit unstabilisierten 24 V weitestgehend durchgesetzt.
- **Möglichkeiten der Funktionskontrolle,** entweder direkt am Sensor (z. B. Leuchtdiode) oder durch Fernabfrage. Bei intelligenten Sensoren ist eine Eigenüberwachung möglich.

² Die Verwendung einer „life zero“-Stromschleife hat den Vorteil, dass auch am unteren Messbereichsende ein Strom fließt, so dass z. B. der Messwert null von einem Sensorfehler (Drahtbruch) unterschieden werden kann.

Kenngrößen von Sensoren

Im Folgenden erfolgt die Beschreibung wesentlicher Kenngrößen von Sensoren, ihr Einfluss auf das Messergebnis und die Diskussion praktischer Fragen des Sensoreinsatzes. Für weitergehende Aspekte wie die Darlegung der Messmethodik, der statistischen Fehlerfortpflanzung usw. sei auf die Spezialliteratur verwiesen, z. B. [Hof11, Trä96, TR15].

Bei der Auswahl eines Sensors für ein konkretes Messproblem stellt sich zuerst die Frage: Welche physikalische Größe soll in welchem **Messbereich** mit welcher **Messgenauigkeit** erfasst werden?

Messbereich: Der Messbereich ist der Bereich der Eingangswerte, der auf den zulässigen Bereich der Ausgangswerte (z. B. normierte Spannung) abgebildet werden kann. Es ist zu unterscheiden zwischen dem zu erfassenden Messbereich und dem tatsächlichen Messbereich des Sensors (Bild 3.3). In der Praxis ist der Messbereich des Sensors nach oben (und ggf. auch nach

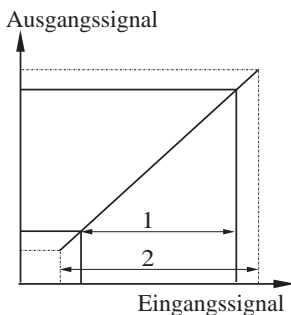


Bild 3.3

Zu erfassender Messbereich (1)
und Messbereich des Sensors (2)

unten) immer ein paar Prozent größer zu wählen als der zu erfassende Bereich, damit Messbereichsüberschreitungen detektiert und der Sensor vor Beschädigung geschützt werden kann. Im unteren Teil des Messbereichs können sich bei manchen Sensoren Probleme mit der Auflösung und der Linearität ergeben.

Auflösung: Die Auflösung eines Messsystems gibt Auskunft darüber, wie nahe zwei Eingangswerte beieinander liegen können, um im Ausgangssignal noch als zwei getrennte Messwerte wahrgenommen zu werden. Die Auflösung wird meist in % vom Messbereich (analog) oder in Bit (digital) angegeben. Bei Sensoren mit analogem Signalausgang wird die Auflösung im Wesentlichen durch die Größe des unvermeidlichen Rauschanteils bestimmt, der seinerseits von den konkreten elektrischen Anschlussbedingungen abhängen kann [GLM84]. Eine Rauschmessung an einem Sensor sollte daher möglichst im eingebauten Zustand erfolgen.

Beispiel 3.1 Auflösung eines Drucksensors

An einem Drucksensor mit einem analogen Ausgangssignal von 0...10 V wird oszilloskopisch eine Rauschspannung von 20 mV (Spitze-Spitze) ermittelt. Die (elektrische) Auflösung beträgt

$$\frac{20 \cdot 10^{-3}}{10} = 0,002 \text{ bzw. } 0,2\%.$$

■

Bei Sensoren mit digitalem Ausgang bestimmt der Analog/Digital-Wandler (ADC) die obere Grenze der Auflösung. Eine Auflösung des ADC von n Bit bedeutet eine Umsetzung des Mess-


bereichs in 2^n Werte. Bei der Beurteilung des Ergebnisses der Wandlung ist die Auflösung des Analogsignals am Eingang des ADC zu berücksichtigen.

Beispiel 3.2 Analog/Digital-Wandlung des Drucksensors

Der im vorigen Beispiel genannte Drucksensor löst den Messbereich (rechnerisch) in 500 Werte auf. Ein nachgeschalteter ADC ist daher allenfalls mit einer Umsetzung von 9 Bit sinnvoll ($2^9 = 512$); weitere Bits digitalisieren nur das Rauschen und liefern keine Information über das Eingangssignal des Sensors. (Eine höhere Auflösung des ADC kann sinnvoll sein, wenn aus der Kenntnis statistischer Rauschparameter das Eingangssignal rekonstruiert werden kann. Näheres zu diesen Verfahren ist in [GLM84] zu finden.) ■

Präzision, Richtigkeit und Messgenauigkeit: Im Folgenden werden, angelehnt an *DIN 1319*, die wichtigen Sensorkenngrößen Präzision, Richtigkeit und Messgenauigkeit definiert. Sie bilden eine Grundlage für die Bewertung von bzw. den Vergleich zwischen Sensoren.

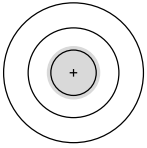
Kenngröße	Erläuterung
Präzision (zufällige Abweichung)	Die Präzision ist ein Maß für die Übereinstimmung zwischen unabhängigen Messergebnissen unter konstanten Bedingungen. Liegen die Messwerte nah beieinander, ist eine hohe Präzision vorhanden (vgl. Bild 3.4).
Richtigkeit (systematische Abweichung)	Die Richtigkeit ist ein Maß für die Übereinstimmung zwischen dem Mittelwert mehrerer Messungen unter konstanten Bedingungen und dem anerkannten Referenzwert. Wenn der Mittelwert gut mit dem wahren Wert übereinstimmt, liegt eine hohe Richtigkeit vor (vgl. Bild 3.4).
Messabweichung	Die Messabweichung ist die Differenz zwischen Messwert und dem anerkannten Referenzwert.
(Mess-)Genauigkeit	Die Messgenauigkeit ist die maximal mögliche Abweichung eines aus Messungen gewonnenen Wertes von der wahren (exakten) Größe in einem Konfidenzintervall (meist 95 %). Sie charakterisiert demnach die Summe aller möglichen Fehler eines Sensors. Der wahre Wert ist hier lediglich eine „theoretische“ Größe, da er im Allgemeinen unbekannt ist. Daher wird hierfür seit einiger Zeit der Ausdruck „anerkannter Referenzwert“ verwendet. Eine hohe Genauigkeit kann nur erreicht werden, wenn die Präzision und die Richtigkeit gut sind (vgl. Bild 3.4).



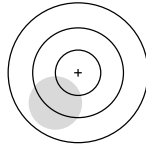
Die geforderte Messgenauigkeit richtet sich allein nach dem Zweck der Messung. Als Faustregel für mechatronische Systeme sei genannt, dass die Messgenauigkeit etwa eine Größenordnung besser als die geforderte Stellgenauigkeit des Aktors sein sollte.

Statisches Verhalten von Messsystemen

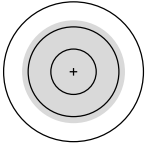
Die statische Kennlinie eines Messsystems lässt sich als Funktion der Messgröße in Abhängigkeit von der Eingangsgröße darstellen. Diese Funktion kann linear oder nichtlinear sein.



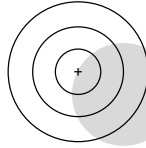
hohe Präzision,
gute Richtigkeit
(→ hohe Genauigkeit)



hohe Präzision,
schlechte Richtigkeit



geringe Präzision,
gute Richtigkeit



geringe Präzision,
schlechte Richtigkeit

Bild 3.4 Anschauliche Verdeutlichung von Präzision, Richtigkeit und Genauigkeit (die grau hinterlegten Bereiche entsprechen den gemessenen Werten)

In der Umgebung eines Punktes x_0 kann die Funktion in Form einer TAYLOR-Reihe dargestellt werden (vgl. Bild 3.5a und die Ausführung in Abschnitt 7.2.2).

$$y(x) = y_0 + \frac{\partial y}{\partial x}(x - x_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 y}{\partial x^2}(x - x_0)^2 + \dots \quad (3.1)$$

Durch Linearisierung folgt daraus

$$y(x) = y_0 + C(x - x_0) \quad \text{mit} \quad C = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0} = \text{konst.} \quad (3.2)$$

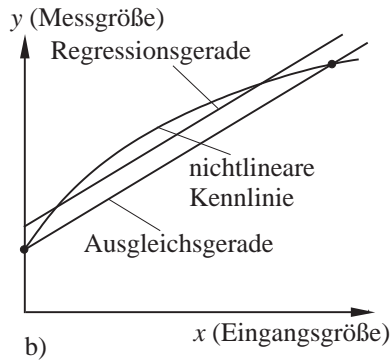
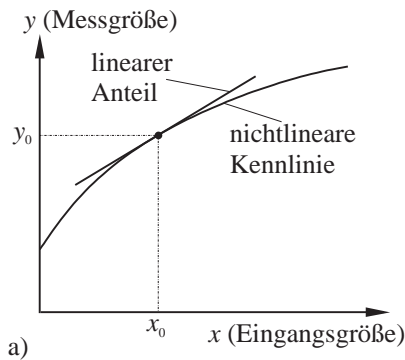


Bild 3.5 Linearisierung der Kennlinie: a) in einem Punkt, b) in einem Bereich

Für Messsysteme mit einem geringen, aber nicht vernachlässigbaren nichtlinearen Anteil lässt sich eine näherungsweise Linearisierung im Messbereich durchführen. Dazu wird die nichtlineare Kennlinie durch eine **Regressionsgerade** angenähert, die den mittleren Fehler minimiert (dazu kommen methodisch die Verfahren aus Abschnitt 7.3.3 zum Einsatz). Eine andere Möglichkeit besteht darin, eine **Ausgleichsgerade** durch den Anfangs- und Endpunkt des Messbereichs zu legen (Bild 3.5b).

Beispiel 3.3 Temperaturmessung mit Pt100

Zur Temperaturmessung werden sog. Pt100-Widerstandsthermometer verwendet (vgl. Abschnitt 3.6). Dies sind genormte Platin-Temperatur-Widerstandssensoren mit einem Widerstand von 100 Ohm bei 0°C (Nennwiderstand R_0). Ihre Temperatur-Widerstands-Kennlinie $R = R(\vartheta)$ wird durch die Funktion

$$R = R_0 [1 + A(\vartheta - \vartheta_0) + B(\vartheta - \vartheta_0)^2]$$

mit $A = 3,90802 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $B = -0,580195 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$ beschrieben.

Durch Verwendung einer Ausgleichsgeraden ergibt sich ein genormtes Widerstandsverhältnis von $R(100^\circ\text{C})/R(0^\circ\text{C}) = 1,385$. ■

Statische Fehler von Messsystemen: Statische Messfehler stellen Abweichungen eines aktuellen Messwerts von einem aufgrund der Eingangsgröße zu erwartenden „anerkannten Referenzwerts“ dar, wobei letzterer entweder durch Herstellerangaben (Datenblätter) oder durch Referenzmessungen (Kalibrierung) festgelegt wird. Man unterscheidet meist vier Fehlerarten (Bild 3.6):

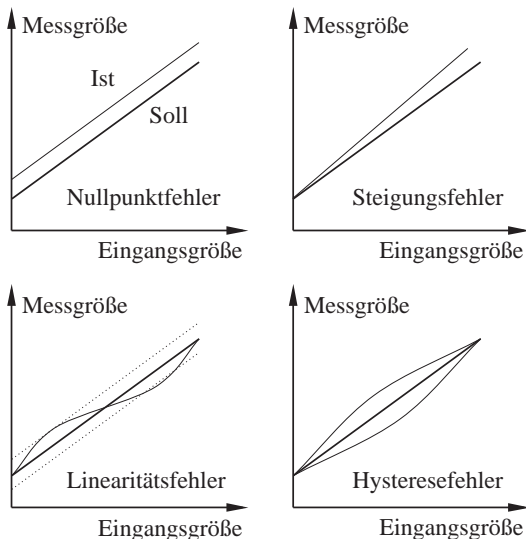


Bild 3.6
Statische Fehler von Messsystemen

1. **Nullpunktfehler:** Es erfolgt eine Parallelverschiebung der Kennlinie durch äußere oder innere Ursachen. Äußere Ursachen liegen im physikalischen Messprinzip begründet: Es existiert eine Abhängigkeit der Messgröße nicht nur von dem „eigentlich“ zu messenden Eingangswert, sondern auch von anderen physikalischen Größen. Am häufigsten treten Nullpunktfehler durch eine Temperaturabhängigkeit des Messsignals auf. Diese Größe wird in Datenblättern als „Temperaturdrift“ angegeben (z. B. in mV/K). Sie sind deterministischer Natur und können prinzipiell durch geeignete Kompensationsmaßnahmen eliminiert werden. Problematischer sind die zumeist mit der *Aufnehmertechnologie* verbundenen inneren Fehler. Zu unterscheiden sind **stochastische Fehler**, bei denen dem Messwert eine mittelwertfreie Zufallsgröße überlagert ist (z. B. ein aus der Auswertelektronik herrührendes Rauschen, vgl. auch Beispiel 4.14) und **Langzeitfehler**, bei denen der Messwert in eine Richtung oder auch hin und her „wandert“. Ursache dieser **Langzeitdrift** (z. B. angegeben mit 0,2 % vom Endwert/Jahr bei 25 °C) sind zumeist Alterungserscheinungen im Sensormaterial.

2. **Steigungsfehler:** Die Steigung der Kennlinie ändert sich. Ursache können Temperatur- oder Alterungsprobleme sein. Bei modernen analogen Schaltungskomponenten spielt der Steigungsfehler zumindest für den elektronischen Teil eine untergeordnete Rolle.
3. **Linearitätsfehler:** Die Kennlinie hat keinen streng linearen Verlauf, sondern bewegt sich innerhalb eines Toleranzschlauchs um eine idealisierte Kennlinie. Der Linearitätsfehler wird als Verhältnis der Breite des Toleranzschlauchs zum Messbereichsendwert angegeben. Typisch ist dieser Fehler für potentiometrische Messsysteme: Bei der Bewegung des Schleifers über die Kontaktbahn (Kohle, Leitplastik, Draht) führen Materialinhomogenitäten zu lokalen Störungen der Kennlinie. Eine Kalibrierung des Messsystems bringt meist auch keine Abhilfe, da sich der lokale Kennlinienverlauf durch Abnutzung stark ändern kann.
4. **Hysteresefehler:** Die Größe des Ausgangssignals hängt nicht nur vom Wert der Eingangsgröße, sondern auch von dessen Änderungsrichtung ab. Damit ist das Ausgangssignal streng genommen eine Funktion der gesamten „Vorgeschichte“ des Eingangssignals und lässt sich daher rechnerisch nicht oder nur in grober Näherung kompensieren.
Hystereseerscheinungen sind physikalisch immer mit Speicherung und/oder Umwandlung (zumeist Dissipation) von Energie verbunden. Besondere Aufmerksamkeit muss daher dem Hystereseproblem bei der Verwendung von Sensoren mit magnetischen Messprinzipien gewidmet werden, da es hier zu Energieumwandlungen zwischen elektrischen und magnetischen Feldern sowie zur zeitweisen Energiespeicherung durch Ummagnetisierungen in Metallen kommt. Hystereseeffekte können auch auftreten, wenn in der Messkette mechanisch bewegte Teile vorhanden sind (Energiedissipation durch Reibung).

Die **statische Messgenauigkeit** eines Messsystems ergibt sich aus der Summe aller Einzelfehler und wird für den „schlechtesten Fall“ zumeist in Prozent vom Messbereichsendwert angegeben. Insbesondere für elektrische Messgeräte ist darüber hinaus die so genannte **Güteklasse** definiert, die den maximalen Fehler des Anzeigewerts angibt. Güteklasse 0,1 bedeutet, dass ein beliebiger Anzeigewert mit maximal 0,1 % Fehler des Messbereichsendwertes behaftet ist.

Nach dieser allgemeinen Klassifikation von Sensoren und Messfehlern sollen im Weiteren die Möglichkeiten zur Messung kinematischer und dynamischer Größen dargelegt werden. Prinzipiell lässt sich eine Vielzahl von physikalischen Wirkprinzipien zu deren Erfassung nutzen. Ihre umfassende Darstellung würde den Rahmen des Buches sprengen. Es erfolgt daher eine Beschränkung auf die für die Praxis wesentlichsten Formen. Für ein vertiefendes Studium wird auf die Literatur verwiesen, z. B. [TR15, Juc90].

Wirkprinzipien zur Messung kinematischer und dynamischer Größen

In der Kinematik wird die Bewegung von Körpern untersucht. Messtechnisch müssen also Translationen und Rotationen sowie deren zeitliche Ableitungen erfasst werden.

Kinematische Grundgrößen sind daher:

- Weg s , Winkel φ ,
- Geschwindigkeit $v = \dot{s}$, Winkelgeschwindigkeit (auch Drehrate) $\omega = \dot{\varphi}$ (oder Drehzahl n),
- Beschleunigung $a = \ddot{s}$, Winkelbeschleunigung $\dot{\omega} = \ddot{\varphi}$.

Höhere Ableitungen werden nur in Spezialfällen benötigt, z. B. um ruckfreie Bewegungen zu messen und zu bewerten. Dazu wird die 3. Ableitung des Weges nach der Zeit benötigt.

Dynamische Grundgrößen sind:

- Kraft F und
- Drehmoment M .

Als Sammelbegriff für Kraft und Moment ist die Bezeichnung „Last“ gebräuchlich und wird im Weiteren in diesem Sinne verwendet. Daraus können abgeleitete Größen angegeben werden, z. B. der Druck $p = \frac{F}{A}$ (A ist die Krafteinwirkungsfläche).

Tabelle 3.1 gibt einen Überblick über die wesentlichen physikalischen Wirkprinzipien zur Messung der genannten kinematischen und dynamischen Größen. Sie werden in den folgenden Abschnitten an konkreten Messverfahren erläutert. Die Möglichkeit der numerischen oder elektronischen Durchführung der Differentiation zur Bestimmung der abgeleiteten Größen ist in der Tabelle dabei nicht berücksichtigt.

Tabelle 3.1 Messgrößen und physikalische Wirkprinzipien

Wirkprinzip/Messgröße	s, φ	v, ω	$a, \dot{\omega}$	F, M, p
potentiometrisch / ohmscher Widerstand R	×			×
induktiv / Induktivität L	×			×
kapazitiv / Kapazität C	×		×	×
Ultraschall-Laufzeit / Zeit t	×			
magnetisch / magnetische Flussdichte B	×	×		×
magnetostriktiv / B, μ	×			×
optisch / Intensität I	×	×		
piezoelektrisch / Ladung Q		×	×	×
piezoresistiv / Widerstand R	×		×	×

■ 3.2 Sensoren zur Messung von Dehnung, Kraft, Drehmoment und Druck

Zunächst werden in diesem Abschnitt Sensorprinzipien zur Dehnungsmessung dargelegt. Große Bedeutung haben die weit verbreiteten Dehnungsmessstreifen (DMS) und die piezoresistiven Sensoren gewonnen, aber es werden auch piezoelektrische und magnetoelastische Messprinzipien vorgestellt. Die Bestimmung von Dehnungen spielt auch eine Rolle, wenn Kräfte und Momente zu messen sind – dies ist Gegenstand der Abschnitte 3.2.2 und 3.2.3. Da Druckmessungen heute vor allem mittels mikrotechnisch gefertigter Sensoren durchgeführt werden, erläutert Abschnitt 3.2.3 die grundsätzlichen Realisierungen.

3.2.1 Sensoren zur Messung von Dehnungen

Dehnungen können durch den Einsatz von **Dehnungsmessstreifen** (DMS) in eine elektrische Größe, eine Widerstandsänderung gewandelt werden [Hof87]. Diese Sensoren beruhen auf der Nutzung vor allem geometrieabhängiger Widerstandsänderungen oder der Anwendung des piezoresistiven Effekts. Beim piezoresistiven Effekt tritt aufgrund der Dehnung eine Änderung des spezifischen Widerstands auf. Der piezoresistive Effekt tritt zwar auch in Metallen auf, es sind hier jedoch vor allem Geometrieänderungen, die die Widerstandsänderung im Falle einer

Dehnung oder Stauchung bewirken.

Betrachtet man den elektrischen Widerstand eines elektrischen Leiters, so ergibt sich

$$R = \rho \frac{l}{A}. \quad (3.3)$$

Es stehen ρ für den spezifischen Widerstand, l für die Leiterlänge und A für die Querschnittsfläche des Leiters. In die Berechnung des Widerstandes gehen somit einerseits geometrische Daten ein, aber auch die materialspezifischen Werte als spezifischer Widerstand. Belastet man den Leiter mechanisch, ergibt sich die Änderung des Widerstandes bezogen auf den Widerstand des Leiters durch Bildung des totalen Differentials der Funktion $R(l, A, \rho)$ als

$$\Delta R = \frac{\rho}{A} \Delta l - \frac{\rho l}{A^2} \Delta A + \frac{l}{A} \Delta \rho \Rightarrow \frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta \rho}{\rho}. \quad (3.4)$$

Nimmt man in einem Gedankenexperiment einen runden Leiter mit dem Radius r an, so ist die Querschnittsfläche gegeben als $A = \pi r^2$ und es gilt

$$\Delta A = 2\pi r \Delta r \Rightarrow \frac{\Delta A}{A} = \frac{2\pi r}{\pi r^2} \Delta r = 2 \frac{\Delta r}{r}. \quad (3.5)$$

Weiterhin ist die Änderung des Radius mit der Längenänderung über die Querkontraktionszahl ν verknüpft, d. h.

$$\frac{\Delta r}{r} = -\nu \frac{\Delta l}{l}. \quad (3.6)$$

Eingesetzt in Gl. (3.4) führt das nun auf

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - 2 \frac{\Delta r}{r} + \frac{\Delta \rho}{\rho} = (1 + 2\nu) \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho}. \quad (3.7)$$

Für die Dehnung ϵ gilt außerdem der Zusammenhang $\epsilon = \Delta l / l$.

Stellt man die Abhängigkeit des Verhältnisses von Widerstandsänderung zu Grundwiderstand von der Dehnung ϵ dar, so ergibt sich schließlich [Hof87]

$$\frac{\Delta R}{R} = \epsilon \left((1 + 2\nu) + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\epsilon} \right) = \epsilon k. \quad (3.8)$$

Der k -Faktor ergibt ein Maß für die Empfindlichkeit und beträgt für Konstantan (54 % Cu, 45 % Ni 1 % Mn) 2, für Nickelchrom (80 %/20 %) 2,2 und für Platin 6,0. **Metallbasierte DMS** zeigen im Messbereich einen linearen Zusammenhang zwischen Dehnung und Widerstandsänderung. Bei Metallen ist zu beachten, dass der zweite Bestandteil des k -Faktors, also die Änderung des spezifischen Widerstandes als Resultat der Dehnung, von untergeordneter Bedeutung ist, d. h. $\Delta \rho \approx 0$ und es kommt daher nur eine Änderung der Leitergeometrie zum Tragen.

Bei Halbleiter-DMS wirkt sich hingegen gerade die Änderung des spezifischen Widerstandes auf den k -Faktor aus (**piezoresistive DMS**). Durch Verformung des Kristallgitters kommt es zur Veränderung der Bandstruktur, was die besonders großen k -Faktoren erklärt. Für p-dotiertes Silizium sind positive k -Faktoren von über 150 erreichbar und für n-dotiertes Silizium sind k -Faktoren < -100 bekannt (Bild 3.7b)). Tabelle 3.2 vergleicht kurz die beiden Ansätze.

Tabelle 3.2 Vergleich zwischen metallischen Folien-DMS und Halbleiter-DMS

Typ	Vorteile / Nachteile
Folien-DMS	+ höhere Linearität – empfindlich auch gegen Querbelastung
Halbleiter-DMS	+ höhere Empfindlichkeit durch höhere k -Werte – größere (und nichtlineare) Temperaturabhängigkeit

Um den Gesamtwiderstand zu erhöhen und die Messung der Widerstandsänderung zu erleichtern, führt man metallische DMS nicht als gestreckte Leiter aus, sondern als Mäander. Mit diesem Aufbau ergibt sich der Nachteil, dass auch die Verbindungsbereiche zwischen den einzelnen Mäanderlinien auf Querbelastungen reagieren. Um diesen Einfluss zu minimieren, führt man die Verbindungsbereiche niederohmig aus, was durch eine Erhöhung des Querschnitts erreicht wird. Bild 3.7a) zeigt den typischen Aufbau eines metallischen DMS.

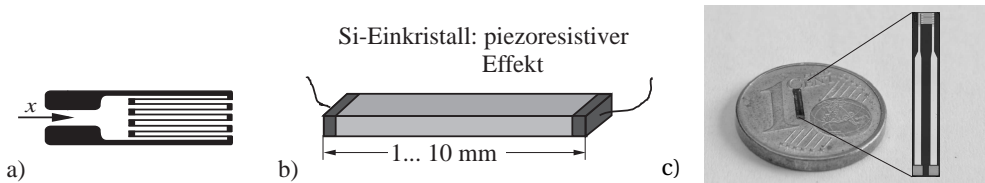


Bild 3.7 Aufbau eines Dehnungsmessstreifens: a) Folien-DMS, b) Halbleiter-DMS, c) Mikro-DMS [Quelle: IMPT Foto: Lisa Jogschies]

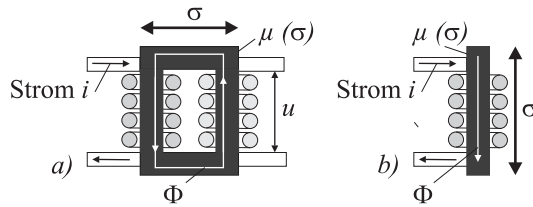
Metallische DMS sind in vielen Fällen so aufgebaut, dass die strukturierte Metallschicht auf einen Polymerträger, häufig auf der Basis von Polyimid oder Phenolharz aufgebracht ist [Hbm15a, Hbm15b]. Der DMS wird dann auf dem Messobjekt durch Kleben appliziert. Bei der Messung ist zu beachten, dass sowohl der Polymerträger als auch die Kleberschicht Einfluss auf die Messung haben. Bei maximaler Belastung erreicht die Dehnung des DMS Werte zwischen 1-5 Prozent. Mit Veränderung der Temperatur erhält man für Einzelstreifen-DMS ein Ausgangssignal, obwohl keine mechanische Belastung des Messobjektes vorliegt, auf das der DMS aufgebracht ist. Dieser Effekt wird als „scheinbare Dehnung“ bezeichnet. Dem kann dadurch begegnet werden, dass das Temperaturverhalten des DMS an das des Trägermaterials angepasst wird. Bild 3.7c) zeigt einen Mikro-DMS, der mit mikrotechnischen Verfahren hergestellt wurde. Die sensitive Schicht ist hier in eine Polyimidschicht von circa $15\mu\text{m}$ Dicke integriert.

Neben der Montage von Dehnungsmessstreifen besteht auch die Möglichkeit, Metallfilm-DMS direkt auf dem zu vermessenden Bauteil aufzubringen. Dazu wird das Bauteil zunächst mit einer Isolationsschicht versehen und entweder nachfolgend mit einer Metallschicht, zum Beispiel basierend auf NiCr, beschichtet, die anschließend durch einen Laserabtragsprozess strukturiert werden kann. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die NiCr-Struktur durch Anwendung photolithographischer Schritte zu generieren.

Piezelektrische Dehnungssensoren: Für die Messung sehr kleiner Dehnungen und höchsten Anforderungen an Empfindlichkeit lässt sich der **direkte piezelektrische Effekt** nutzen. Das grundsätzliche Prinzip eines piezelektrischen Wandlers wird in Abschnitt 3.2.3 näher erläutert. Da beim piezelektrischen Effekt eine Umwandlung eines Kraftsignals in eine elektri-

Bild 3.8Magnetoelastische
Dehnungsmessung

- a) Transformator
-
- b) Einzelspule



sche Größe vorliegt, wird für die Dehnungsmessung durch die Systemgestaltung ein Zusammenhang zwischen Dehnung und Kraft geschaffen. Diese Dehnungssensoren zeigen eine hohe Empfindlichkeit von 55 - 900 pC/N und können kleinste Dehnungen von 10 $\mu\text{m}/\text{m}$ oder Nenndehnungen von 300 $\mu\text{m}/\text{m}$ sensieren [Vol13].

Magnetoelastische Dehnungssensoren: Bei magnetoelastischen, ferromagnetischen Legierungen führen mechanische Dehnungen als Folge des wirkenden VILLARI-Effektes dazu, dass sich die Permeabilität bei auf das Material einwirkenden mechanischen Spannungen ändert. Bildet das magnetoelastische Material den Kern eines Transformators (vgl. Bild 3.8a), hat das direkte Auswirkungen auf die Kopplung der Spulen.

$$u = -n \frac{d\Phi}{dt} = -\mu n^2 \frac{A}{l} \frac{di}{dt}. \quad (3.9)$$

Eine erste messtechnische Erfassung nutzt einen sinusförmigen Wechselstrom, der nach dem Induktionsgesetz zu der Sekundärspannung

$$u = -L(\sigma) \frac{di}{dt} \quad (3.10)$$

führt. Bei Verwendung einer Einzelspule mit Kern (vgl. Bild 3.8b) gilt für die Induktivität L

$$L = \mu n^2 \frac{A}{l}, \quad (3.11)$$

wobei μ für die Permeabilität, n für die Windungszahl, A für die Fläche und l für die Länge des Kerns stehen. Bei einem magnetoelastischen Material ist die Permeabilität nicht konstant, sondern ändert sich in Abhängigkeit von der mechanischen Spannung σ im Material. Somit ist die Induktivität L über die Permeabilität μ dann direkt von der Spannung abhängig:

$$L(\sigma) = \mu(\sigma) n^2 \frac{A}{l}. \quad (3.12)$$

Die Induktivitätsänderung kann auch über die Auswertung der Resonanzfrequenz eines Schwingkreises bestehend aus einer Kapazität und der Induktivität erfolgen. In beiden Varianten sind die magnetoelastischen Eigenschaften des Kernmaterials von entscheidender Bedeutung. Je nach Materialwahl lassen sich sehr empfindliche Sensoren realisieren. Magnetoelastische Materialien sind z. B. Ni, NiFe in der Zusammensetzung (45 %/55 %) oder metallische Gläser auf der Basis von Legierungen wie FeSiB. Die Empfindlichkeit hängt davon ab, wie groß die Änderung der Permeabilität in Abhängigkeit von der mechanischen Spannung ausfällt. Zudem ist es von Bedeutung, dass nicht nur die Magnetoelastizität, sondern auch die Permeabilität groß ist, um eine gute Kopplung der Spulen zu erreichen oder eine ausreichend große Induktivität zu erzielen. Nach [Kab94] lässt sich für eine Trafoanordnung

eine Dehnungsempfindlichkeit S von 3000 erreichen. Dabei ist die Dehnungsempfindlichkeit S analog zum k -Faktor wie folgt definiert: $S = (\Delta u)/u/\Delta \epsilon$. Änderungen der Sekundärspannung $\Delta u/u$ von 100 mV/V werden bei Längenänderungen von $\Delta l/l$ von 30 $\mu\text{m}/\text{m}$ erreicht. Bei anderen Autoren [DLR⁺04] werden Werte zur Dehnungsempfindlichkeit von magnetoelastischen TMR-Sensoren (Tunnel-Magneto-Resistive-Sensoren) von 70 - 600 angegeben.

3.2.2 Auswertung von DMS und Kraftmessung

Die Auswertung der Widerstandsänderung von DMS erfolgt zumeist mittels der WHEATSTONE'schen Brückenschaltung, Bild 3.9a). Je nachdem, ob ein, zwei oder vier der Widerstände DMS sind (die anderen sind im Allgemeinen messtechnisch inaktive Festwiderstände), spricht man von einer Viertel-, Halb- oder Vollbrücke. Für die Brückenspannung u_B gilt

$$u_B = u_V N k \epsilon, \quad (3.13)$$

mit N Brückenfaktor = Anzahl der DMS und u_V Versorgungsspannung.

Um Verfälschungen von u_B durch die angeschlossene Auswerteelektronik gering zu halten, muss deren Eingangswiderstand sehr groß im Vergleich zum Nennwiderstand der DMS sein. Häufig wird hierzu ein **Instrumentationsverstärker** eingesetzt, dessen Grundsaltung in Bild 3.9b) dargestellt ist, vgl. [GLM84]. Die Spannung u_B wird an die nichtinvertierenden Eingänge der Operationsverstärker (OPV) geführt, wodurch bei Verwendung von OPVs mit FET-Eingangsstufen Eingangswiderstände von ca. $10^{12} \Omega$ realisiert werden können.

Die Gesamtverstärkung ν der dargestellten Schaltung ergibt sich aus

$$\nu = -\frac{u_A}{u_B} = -\left(2 \frac{R_2}{R_1} + 1\right). \quad (3.14)$$

Vorteilhaft ist die Möglichkeit der Abstimmung der Verstärkung über einen einzigen Widerstand R_1 . Obwohl die Brückenspannung u_B nicht vom Nennwiderstand R der DMS abhängt, kann es u. U. sinnvoll sein, DMS mit hohem Nennwiderstand zu benutzen. Der Grund liegt in der begrenzten Strombelastbarkeit der DMS. Ein größeres Spannungssignal u_B erfordert außerdem eine geringere Gesamtverstärkung, was die Stabilität und das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert.

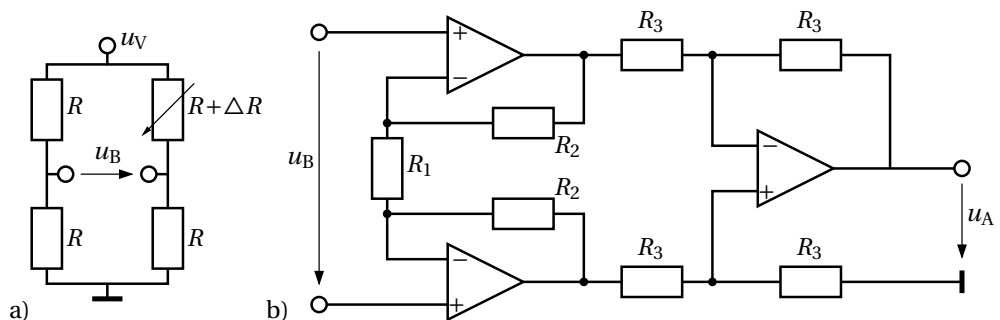


Bild 3.9 Auswerteschaltung für Dehnungsmessstreifen: a) Brückenschaltung von DMS, b) Instrumentationsverstärker

Aus Gl. (3.13) ist ersichtlich, dass die Versorgungsspannung u_V der Brücke voll in das Messergebnis eingeht. Sie muss daher sehr gut stabilisiert sein, andere Verbraucher (z. B. Verstärker) dürfen auf keinen Fall aus dieser Spannung versorgt werden. Wenn die Brücke über längere Kabel mit dem Verstärker verbunden wird, führt der Spannungsabfall über die Zuleitungen ebenfalls zu einem Messfehler. Dieser kann kompensiert werden, wenn die tatsächlich an der Brücke anliegende Versorgungsspannung u_V mittels eines hochohmigen Abgriffs zurückgeführt und gemessen wird. Näheres dazu ist in [Sch92] enthalten.

Halb- und Vollbrückenschaltungen bieten den Vorteil einer zumindest theoretisch vollständig erzielbaren Temperaturkompensation. Bei Verwendung von mehreren veränderlichen Widerständen ist zu beachten, dass sich je nach Position entweder beide Widerstände bei Belastung vergrößern oder ein gegensätzliches Verhalten zeigen. Mögliche Anordnungen zeigt Bild 3.10. Die jeweilige Veränderung der Widerstände ist mit $R+$ oder $R-$ bezeichnet. Zu beachten ist, dass sich Temperaturveränderungen nur bei den gekennzeichneten Varianten der Halbbrücken und bei der Vollbrücke nicht auf das Ergebnis auswirken.

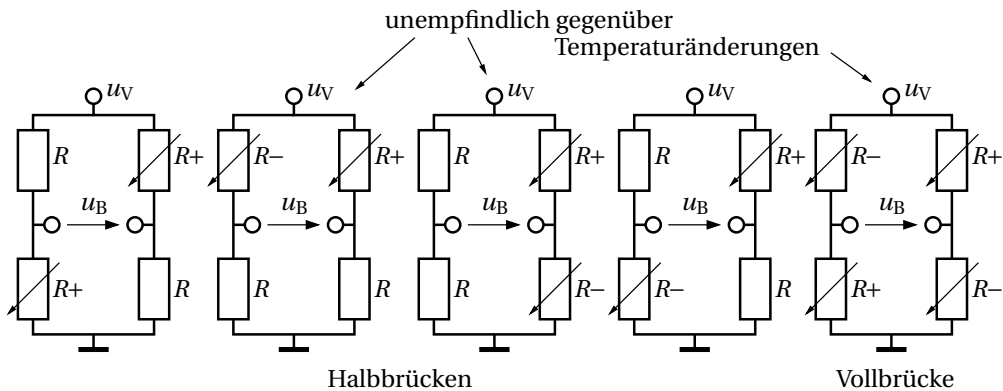


Bild 3.10 Varianten von Halbbrücken und Vollbrücke

Die Verwendung von Halb- und Vollbrückenschaltungen in **Kraftsensoren** setzt voraus, dass auf dem Verformkörper Dehnungsbereiche mit entgegengesetztem Vorzeichen zur Verfügung stehen (Bereiche mit Zug- und Druckspannungen). Am einfachsten ist diese Forderung mit Biegebalken zu erfüllen, weshalb die meisten DMS-Kraftaufnehmer auf diesem Prinzip beruhen. Die Dehnung eines einseitig eingespannten Biegebalkens im Abstand l vom Punkt der Krafteinleitung (Bild 3.11) ergibt sich aus

$$\varepsilon = \frac{6Fl}{Eb h^2} \quad \text{mit: } E \text{ Elastizitätsmodul.} \quad (3.15)$$

Zur Messung von Momenten werden Torsionsaufnehmer verwendet, die aus einem Stab oder Rohr bestehen, auf dem zwei oder vier DMS im Winkel von 45° zur Aufnehmerachse aufgeklebt sind, so dass diese bei Verdrehung des Stabes unter Einwirkung des Torsionsmoments M_t Dehnungen unterschiedlichen Vorzeichens erfahren (Bild 3.12). Zur Erleichterung der DMS-Applikation verwendet man Rosetten, das sind zwei oder mehrere DMS, die in unterschiedlichem Winkel auf einem gemeinsamen Träger aufgebracht sind.

Die Dehnung beträgt in diesem Fall (G Schubmodul)

$$\text{für den Vollstab: } \varepsilon = \frac{M_t}{\pi G r^3}, \quad \text{für das Rohr: } \varepsilon = \frac{M_t 8D}{\pi G (D^4 - d^4)}.$$



Der in Bild 3.11 gezeigte Biegebalkenaufnehmer besitzt zwei Nachteile: Erstens müssen die DMS an unterschiedlichen Seiten des Balkens geklebt werden, d. h. es sind zwei Klebe- und Härteprozesse erforderlich. Zweitens besitzen diese eine meist nicht vernachlässigbare Empfindlichkeit gegenüber Querkraften, da diese zu merklichen Querschnittsverwölbungen führen. Diese Nachteile können vermieden werden, wenn der Verformkörper eine Parallelogrammstruktur besitzt (vgl. Bild 3.13).

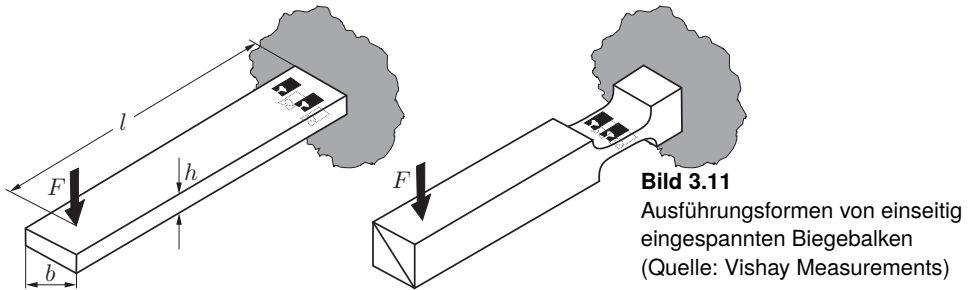


Bild 3.11
Ausführungsformen von einseitig
eingespannten Biegebalken
(Quelle: Vishay Measurements)

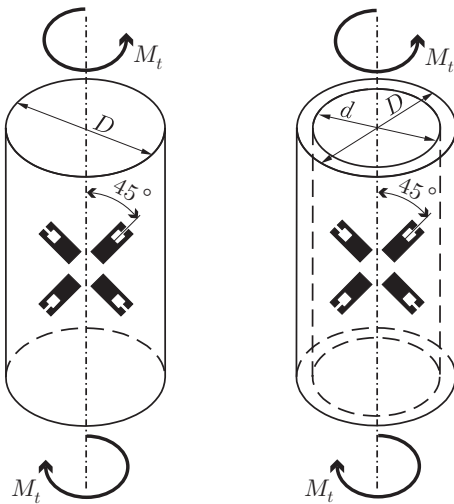


Bild 3.12
Torsionsaufnehmer
(Quelle: Vishay Measurements)

Mit DMS lassen sich statische Dehnungen messen, d. h. die untere Grenzfrequenz ist gleich null, die obere muss kleiner sein als die erste ungedämpfte Eigenkreisfrequenz ω_0 des Aufnehmers.

3.2.3 Weitere Sensoren zur Kraft- und Druckmessung

Kraftmessung durch Nutzung des direkten piezoelektrischen Effektes: Der direkte piezoelektrische Effekt kann am Beispiel der Verformung von aus SiO_2 bestehenden Quarzkristallen erläutert werden. Zum indirekten piezoelektrischen Effekt kann auf Abschnitt 2.4 verwie-

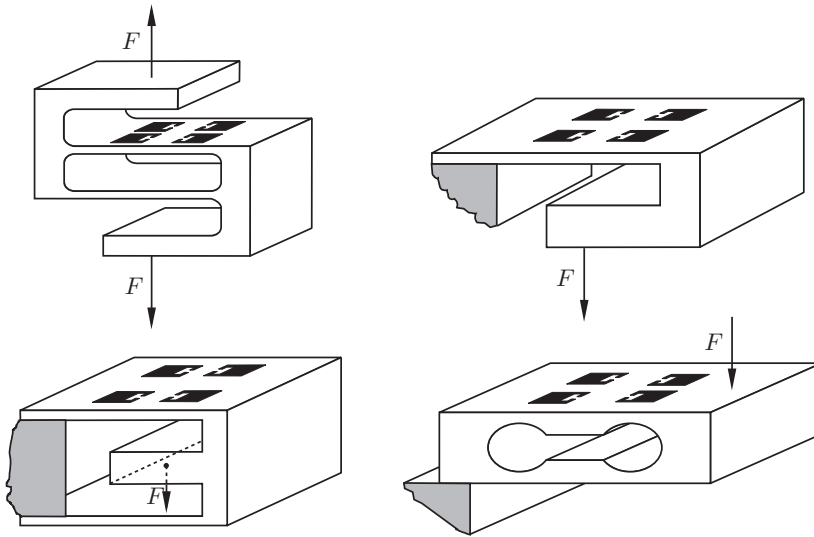


Bild 3.13 Mehrfachbiegebalkenaufnehmer (Quelle: Vishay Measurements)

sen werden. Beim Quarz bildet das Kristallgitter ein nicht-zentrosymmetrisches Gitter wie in Bild 3.14 links zu sehen ist. Im Gitter sind die Silizium- und Sauerstoffatomrümpfe regelmäßig

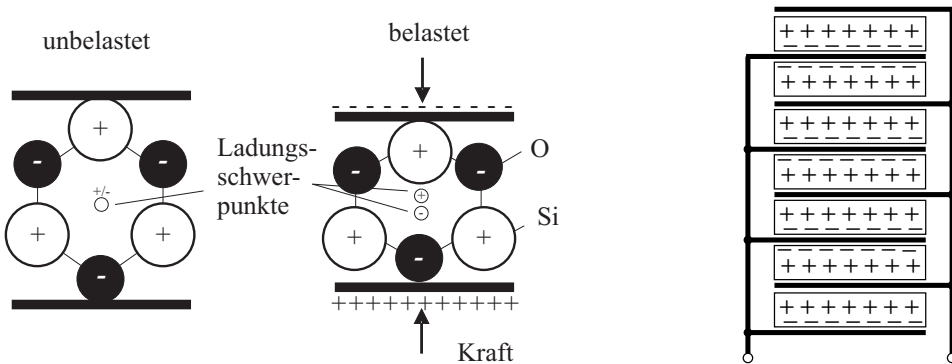


Bild 3.14 Links: Verformung eines Quarzkristalls unter Last; rechts: Reihenschaltung der Piezoelemente zur Erhöhung der Sensitivität

angeordnet. Aufgrund der Elektronegativität des Sauerstoffs sind die Bindungselektronen im SiO_2 im zeitlichen Mittel zum Sauerstoff verschoben, wodurch dem Sauerstoff lokal eine negative Ladung zugeordnet werden kann, dem Silizium hingegen eine positive. Wird der Kristall belastet und verformt, verschieben sich die Silizium- und Sauerstoffatome zueinander und damit auch die verbundenen Ladungen. In Bild 3.14 links wird deutlich, dass sich die Ladungsschwerpunkte der positiven und der negativen Ladungen nicht in gleicher Weise verlagern. Als Folge kommt es zur Veränderung der Polarisation des Kristalls und durch Ladungsverschiebung sammeln sich Ladungen an den Kontaktelektroden. Würde man neben der einzelnen Quarzelle im Bild gedanklich eine weitere anordnen und beide mit der gleichen Kraft beaufschlagen, halbiert sich die Deformation der Einzelzelle, die Gesamtladungsmenge die sich auf

den Elektroden sammelt, bleibt jedoch identisch. Da nur Ladungen von der Oberfläche abgenommen werden und die Verformung im Kristallinneren aufgrund der isolierenden Eigenschaften des Quarzmaterials nicht zur Erhöhung der Ladung auf den Elektroden führt, kann eine Erhöhung der Ladungsmenge nicht durch Vergrößerung des Kristallvolumens erreicht werden, sondern gelingt nur durch Parallelschaltung mechanisch in Reihe angeordneter Einzelkristalllagen, was Bild 3.14 rechts verdeutlicht.

Die Ladungsmenge ändert sich somit proportional zur Kraft. Um die zu den Elektroden verschobenen Ladungen auszuwerten, werden **Ladungsverstärker** eingesetzt, die die zumeist geringen Ladungsmengen in ein Spannungssignal überführen. Grundsätzlich sind piezoelektrische Sensoren wenig geeignet, statische Belastungen zu erfassen. Die durch die Belastung generierten Ladungsträger fließen nämlich über Leckströme von Sensor und Ladungsverstärker ab und werden bei gleichbleibender Belastung nicht nachgeliefert.

Da nach erfolgter Deformation des Kristalls keine weiteren freien Elektronen entstehen, stellt das Piezoelement eine sehr hochohmige Spannungsquelle dar, die auch entsprechend hochohmig abgegriffen werden muss. Zur Auswertung benutzt man daher eine so genannte Ladungsverstärkerschaltung. Bild 3.15 zeigt eine Prinzipschaltung, die durch den verwendeten Operationsverstärker (OPV) einen sehr hohen Eingangswiderstand hat. Es handelt sich um die bekannte Grundschaltung eines Stromintegrators. Seine Ausgangsspannung ergibt sich aus

$$u_a = \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{Q}{C}, \quad \frac{dQ}{dt} = i(t). \quad (3.16)$$

Da das Piezoelement eine gewisse Eigenkapazität besitzt (bei Quarz ca. 200 pF), kommt es über den zwar hohen, aber endlichen Eingangswiderstand des OPV zu einem Stromfluss und daher zu einer Entladung. Bei einem typischen Eingangswiderstand von $10^{12} \Omega$ ergibt sich eine Zeitkonstante von 200 s. Somit können piezoelektrische Aufnehmer daher prinzipbedingt nicht zur Messung statischer Belastungen verwendet werden. Ihre untere Grenzfrequenz ist immer größer null.

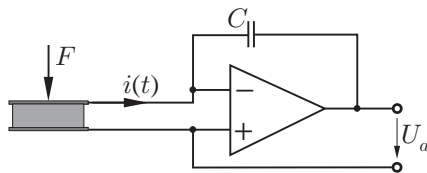


Bild 3.15
Prinzipschaltung eines Ladungsverstärkers

Kraftmessung durch Pressduktoren: Bei den Ausführungen zum magnetoelastischen Dehnungssensor wurde bereits erläutert, dass sich die magnetische Permeabilität μ eines ferromagnetischen Verformungskörpers mit einer Magnetostruktionskonstante ungleich null unter dem Einfluss von Kraft verändert. Sensoren, die dieses Prinzip nutzen, sind die Pressduktoren. Dazu werden zwei Spulen im Winkel von 90° zueinander und im Winkel von 45° zur Krafrichtung angeordnet (vgl. Bild 3.16). Ohne Belastung bilden sich um die beiden Windungen konzentrisch die Feldlinien der magnetischen Induktion B aus, wenn die Erregerspule mit einem Strom beaufschlagt wird. Bei Belastung wird die Permeabilität in Abhängigkeit von der mechanischen Spannung beeinträchtigt und damit werden auch die B -Feldlinien verzerrt. Die Folge dieser Verzerrung ist, dass nun bei Verwendung eines alternierenden Stromes i in der Messspule elektrische Spannungen als Änderung des Flusses induziert werden können, da die Messspule nun von B -Feldlinien durchsetzt wird, die sich nicht mehr kompensieren.

Kraftmessung durch Kompensation: Eine weitere Möglichkeit, ein der Kraft entsprechendes elektrisches Signal zu generieren, besteht darin, die zu messende Kraft zu kompensieren. In Bild 3.17 ist der prinzipielle Aufbau einer Kompensationswaage zu sehen.

Die zu messende Kraft F wirkt auf einen Hebelarm und führt zu dessen Auslenkung. Die Größe der Auslenkung wird von einem Wegmesssystem erfasst. Über einen Regelkreis wird eine Gegenkraft eingestellt, die die Auslenkung des Systems wieder auf null stellt (kompensiert). Die dazu erforderliche elektrische Stellgröße ist proportional zur wirkenden Kraft. Im Bild ist x_1 der Weg, der vom Sensor erfasst wird, x_2 ist die vom Aktor zu realisierende Verschiebung.

Zur Erzeugung der Gegenkraft werden im Allgemeinen elektromagnetische Systeme verwendet. Für die Messung sehr kleiner Kräfte im Bereich einiger μN oder mN kommen auch elektrostatische Systeme zum Einsatz.

Der Abgriff des Messsignals aus dem Rückkopplungsweig führt zu einer (theoretisch) idealen Linearisierung des Messsystems. Wegen des kompensatorischen Prinzips muss der verwendete Wegaufnehmer nur einen sehr kleinen Messbereich haben, was wiederum eine hohe Auflösung ermöglicht. Zumeist werden als Wegmesssystem Differenzialdrosseln eingesetzt. Kompensationswaagen finden vor allem bei Präzisionsmessungen Anwendung.

Das Beispiel der Kompensationswaage hat gezeigt, dass man die Kraftmessung auf eine Wegmessung zurückführen kann. Mit dieser grundsätzlichen Idee eröffnet man sich ein weiteres großes Feld für die Kraftmessung – man misst den Weg eines durch eine Kraft belasteten Federelements, das man im linearen (elastischen) Bereich betreibt. Für die Wegmessung sind sehr viele Techniken bekannt, einige davon erläutert später Abschnitt 3.3.

Druckmessung: Die meisten realisierten Drucksensoren beruhen auf dem Prinzip der Verformung einer Membran aufgrund einer Druckdifferenz auf beiden Seiten der Membran. Wie Bild 3.18 zeigt, können je nach Ausführung und Aufbau der Sensoren, Messungen gegen den Umgebungsdruck (A), Messungen einer Druckdifferenz (B) oder Absolutdruckmessungen (C) erfolgen. Soll gegen Umgebungsdruck gemessen werden, ist eine der beiden Seiten der Mem-

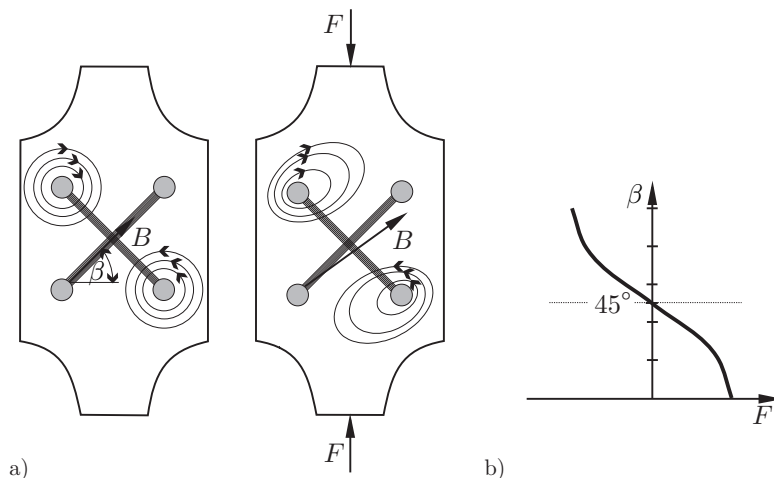


Bild 3.16 Magnetoelastischer Pressduktor:

a) Verlauf der Feldlinien im unbelasteten und belasteten Zustand, b) Kennlinie

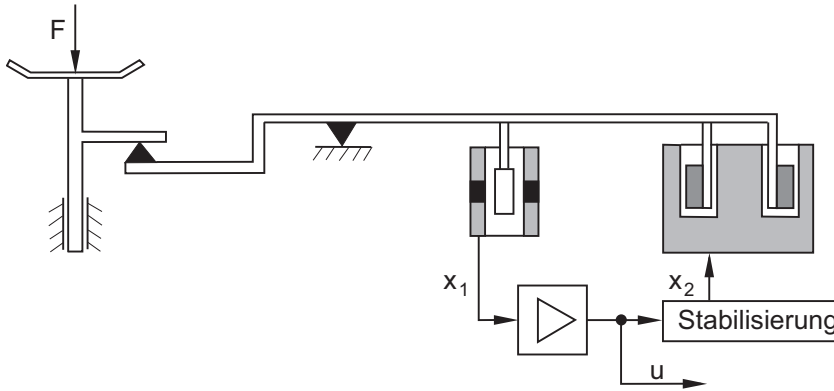


Bild 3.17 Aufbau einer Kompensationswaage (nach [Trä96])

bran mit dem Druckniveau der Umgebung verbunden. Bei der Absolutdruckmessung wird eine Kavität über die Membran gesetzt. Bei der Fertigung wird die Kavität mit Gas bei einem Referenzdruck befüllt und verschlossen. Bei Differenzdruckmessungen werden die zu vergleichenden Druckbereiche durch die Membran voneinander separiert. Die gewählten Membranen können aus organischem wie auch aus anorganischem Material gefertigt werden. Als organisches Material wird beispielsweise Polyimid verwendet, anorganische Materialien sind Silizium, Siliziumnitrid, Siliziumoxid, Aluminiumoxid, Edelstahl und andere. Die Verformung der

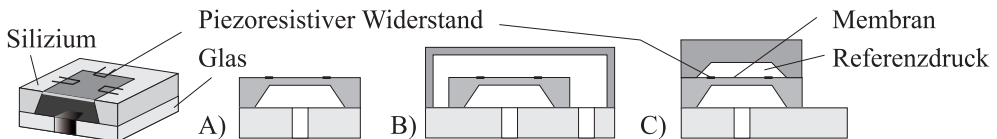


Bild 3.18 Mikrotechnisch gefertigte Drucksensoren: Messung A) des Drucks gegen Umgebungsdruck, B) des Differenzdrucks und C) des Absolutdrucks

Membran ist nicht nur von der Druckdifferenz Δp abhängig, sondern auch von dem Radius der Membran R , der Membrandicke t , der Poissonzahl ν und dem E-Modul E . Die maximale Membranauslenkung δ in der Membranmitte beträgt [Kov98]:

$$\delta = \frac{3}{16} (1 - \nu^2) \frac{\Delta p R^4}{E t^3}. \quad (3.17)$$

Um Druckmessungen durchzuführen, ist die Wandlung der Verformung in ein elektrisches Signal notwendig. Dazu bedient man sich der bereits vorgestellten Dehnungsmessstreifen, um die Dehnung der mit Druck beaufschlagten Membran zu messen. Beispielsweise werden piezoresistive Elemente in dünnfilmtechnischen Fertigungsprozessen auf die Membran aufgebracht. Sie können, wie zuvor in diesem Abschnitt beschrieben, die Dehnung der Membran als Widerstandsänderung messbar machen. Häufig werden piezoresistive DMS aus Polysilizium oder dotiertem Silizium eingesetzt, da sie sehr empfindlich und die Herstellungsprozesse kompatibel zu den Prozessen der Mikroelektronik sind. Dadurch lassen sich monolithische Sensoren mit integrierter Auswerteelektronik fertigen.

Eine weitere Möglichkeit, die Verformung einer Membran zu ermitteln, besteht darin, eine optische Abtastung der Oberfläche mittels Laser durchzuführen. Zu diesem Zweck wird der Laserstrahl auf die Membran gerichtet und reflektiert. Bei Interferenz des einfallenden und des reflektierten Strahls können die Auslenkungen der Membran bestimmt werden.

■ 3.3 Sensoren zur Messung von Weg- und Winkelgrößen

Weg- und Winkelsensoren haben besondere Bedeutung in der Automatisierungstechnik und werden in der Antriebstechnik, z. B. zur Positionierung und für die phasenrichtige Ansteuerung von Elektromotoren benötigt. In Werkzeugmaschinen haben sie maßgeblichen Einfluss auf die Fertigungsqualität und in der Elektronikindustrie wird die erreichbare Positioniergenauigkeit im sog. Front- und Backendbereich auch durch die Messsysteme bestimmt. Gerade im Frontend-Bereich, der die Fertigungsschritte der Chipherstellung umfasst, ist höchste Positioniergenauigkeit gefordert. Aber auch der Backend-Bereich, dem die Aufbau- und Verbindungstechnik zuzuordnen ist, verlangt nach hochgenauen Messgeräten.

In diesem Abschnitt werden die Weg- und Winkelmessung gemeinsam behandelt. Die Plausibilität dieses Gedankens ergibt sich schon daraus, dass die Winkelmessung auf eine Wegmessung zurückgeführt wird, wobei der zu messende Weg lediglich gekrümmt ist.

Zunächst erfolgt in Abschnitt 3.3.1 die Darstellung von Verfahren, die auf einer Widerstandsänderung basieren. Abschnitt 3.3.2 behandelt photoelektrische Messgeräte und Abschnitt 3.3.3 Messgeräte, die auf magnetischen Prinzipien beruhen. Aufgrund ihrer Bedeutung wird den beiden letztgenannten Klassen eine entsprechende Detailtiefe eingeräumt. Abschließend führt Abschnitt 3.3.4 in die optische Triangulation ein.

3.3.1 Potentiometrische Verfahren

Potentiometrische Messungen überführen die Längen- oder die Winkeländerungen in Widerstandssignale. Auch heute noch sind Sensoren, die auf diesem einfachen Prinzip beruhen, von großer Bedeutung, da die technische Umsetzung ebenfalls mit geringem Aufwand verbunden ist. Beispielsweise kann die Stellung des Gaspedals im Kraftfahrzeug durch Verwendung eines potentiometrischen Messprinzips in ein elektrisches Signal gewandelt werden. Der grundsätzliche Aufbau besteht aus einem Widerstand, über den ein Kontakt, der Schleifer verschoben wird. Die Widerstandsbahn besteht aus einem Widerstandsdraht oder einer Kohleschicht. Der Widerstand wird mit einer Spannungsquelle verbunden. Ein dritter Kontakt, der beweglich ausgeführt ist, setzt als Schleifer auf die Widerstandsbahn auf und kontaktiert diese je nach Position an unterschiedlichen Orten. Durch die Kontaktierung greift der Schleifer die ortsabhängige Spannung ab. Den prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 3.19.

Ist der Querschnitt konstant und der spezifische Widerstand homogen, dann teilt sich die Gesamtspannung u_0 in die zwei Teilspannungen u_1 und u_2 im gleichen Verhältnis auf, wie die Länge l des Widerstands in die Teillängen l_1 und l_2 und der Widerstand R in R_1 und R_2 . Damit

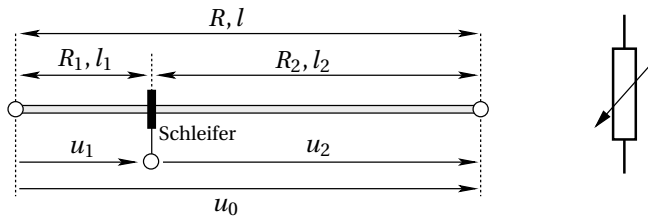


Bild 3.19 Widerstandsbahn mit Schleifer und Schaltsymbol des Potentiometers

ergibt sich für das Verhältnis Gesamtlänge l zu Teillänge l_1 :

$$\frac{l}{l_1} = \frac{R}{R_1} = \frac{u_0}{u_1}. \quad (3.18)$$

Der ideale Zusammenhang in Gl. (3.18) wird jedoch dann verfälscht, wenn über den Kontakt des Schleifers in die Auswerteschaltung, die mit dem Schleifer verbunden ist, ein Messstrom i_m fließt. Man verwendet daher Verstärkerschaltungen mit sehr hohem Eingangswiderstand, vgl. Bild 3.20b). Um den Fehler aufgrund des Messstroms zu berechnen, kann man die

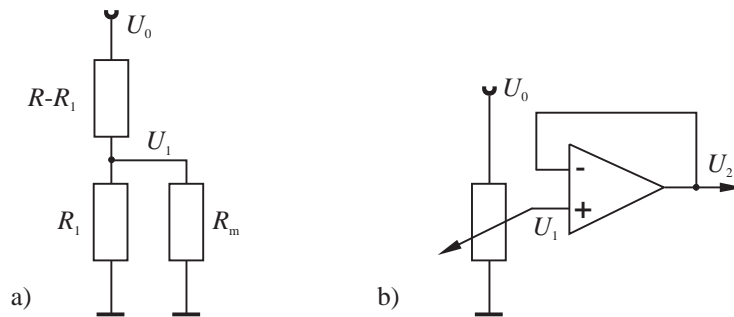


Bild 3.20 a) Elektrisches Ersatzschaltbild des belasteten Spannungsteilers; b) Beschaltung zur Auswertung („Spannungsfolger“ zur Impedanzwandlung)

in Bild 3.20a) skizzierte Überlegung anstellen, bei der die Messschaltung durch einen parallel angelegten Messwiderstand R_m symbolisiert ist. Die Spannung u_1 kann bestimmt werden aus

$$\frac{u_1}{u_0} = \frac{R_{\parallel}}{R - R_1 + R_{\parallel}} = \frac{\frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m}}{R - R_1 + \frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m}}. \quad (3.19)$$

Für große Widerstände R_m im Vergleich zu R_1 ist der fließende Messstrom i_m vernachlässigbar. Folgende Grenzwertbildung bestätigt dieses.

$$\lim_{R_m \rightarrow \infty} R_{\parallel} = \lim_{R_m \rightarrow \infty} \frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m} = \lim_{R_m \rightarrow \infty} \frac{R_1}{\frac{R_1}{R_m} + 1} = R_1. \quad (3.20)$$

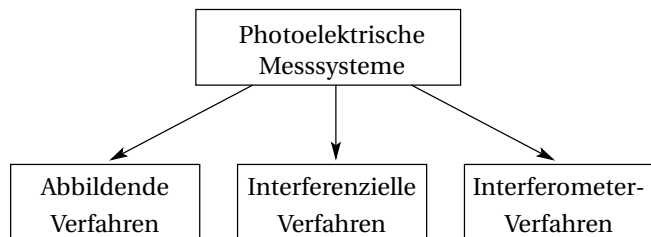
Es sind unterschiedliche Ausführungsformen von potentiometrischen Sensoren bekannt. Zum einen gibt es Potentiometer, die auf der Verwendung von Widerstandsdraht zur Realisierung der Widerstandsbahn beruhen. Diese Potentiometer sind in ihrem Widerstandsverhalten sehr

linear, wenn sich der Schleifer am Draht entlang bewegt. Darüber hinaus zeigen sie eine gute Langzeitstabilität. Ist der Draht gewandelt, bewegt sich der Schleifer nicht direkt am Draht entlang, sondern springt von Windung zu Windung. Diese Ausführung wird oft bei Potentiometern zur Winkelmessung gewählt. Die Folge ist, dass sich der Widerstand nicht kontinuierlich, sondern in Sprüngen ändert. Als Konsequenz ergibt sich ein Quantisierungsrauschen. Neben den drahtbasierten Potentiometern werden auch durch Beschichtung hergestellte Widerstandsbahnen eingesetzt. Nachteilig ist deren verringerte Robustheit, reduzierte Lebensdauer und weniger lineares Verhalten. Für diese Art der Realisierung sprechen die Herstellungskosten. Zur Reduzierung der Nachteile beider Realisierungsformen haben sich daher auch kombinierte Lösungen aus Widerstanddraht und -schichten verbreitet.

3.3.2 Photoelektrische Messgeräte

Photoelektrische Verfahren zur Messung von Position und Winkel sind in vielen Anwendungen anzutreffen. Sie werden zum einen untergliedert in **abbildende**, **interferenzielle** und **interferometrische** Verfahren, zum anderen erfolgt eine weitere Unterscheidung durch Einteilung in **inkrementelle** und **absolute** Messverfahren. Bild 3.21 zeigt die photoelektrischen Verfahren im Überblick.

Bild 3.21
Einteilung der
photoelektrischen
Messprinzipien



Der eigentlichen Darstellung der jeweiligen Messprinzipien ist eine kurze Erläuterung der der im weiteren Verlauf wichtigen Begriffe **inkrementelle und absolute Messverfahren** vorangestellt. Zentrale Komponente der Messsysteme sind die **Maßverkörperungen**, die sich für inkrementelle und absolute Messgeräte grundsätzlich unterscheiden. Maßverkörperungen bestehen aus einer definierten Anordnung von Strukturen. Eine als **Maßstab** ausgeführte Maßverkörperung besteht aus einer Vielzahl dieser Strukturen, die auch als **Teilung** bezeichnet wird. Die Teilungen können auf unterschiedliche Art und Weise auf dem Maßstabträger erzeugt werden. Mögliche Verfahren sind das Ätzen, Aufdrucken oder auch Prägen, sowie weitere Verfahren.

Bei einem **inkrementellen** Messgerät besteht die Teilung aus einer regelmäßigen Anordnung von Teilungsstrichen, siehe Bild 3.22 links. Die aktuelle Position wird dadurch bestimmt, dass von einer Startposition ausgehend die Anzahl der überfahrenen Teilungsstriche gezählt wird, d. h. mit jedem weiteren Teilungsstrich wird die Summe um eins erhöht bzw. inkrementiert. Von großer Bedeutung ist daher, die Startposition zunächst eindeutig festzulegen. Aus diesem Grund wird der Messkopf in einer ersten Referenzfahrt über den Maßstab verschoben, bis eine spezielle Zusatzmarkierung detektiert wird, die Referenzmarke. Nach einem Stromausfall, wenn die Information über die aktuelle Position nicht mehr bekannt ist, oder bei Verlust des Zählwertes ist diese Referenzfahrt als Konsequenz wieder durchzuführen. Die Vorteile der in-

krementellen Messgeräte sind der relativ einfache Aufbau und die theoretisch beliebige Länge des Maßstabs.

Im Gegensatz zu den inkrementellen Verfahren wird bei **absoluten** Messsystemen die Position nicht durch eine einzelne Folge von Teilungsstrichen erzeugt, sondern durch die gleichzeitige Auswertung mehrerer Teilungsspuren. Die Position des Abtastkopfes wird nun durch das Muster von Strich- und Strichzwischenräumen aller Spuren am Ort der Abtastung eindeutig bestimmt. Jede Position ist durch ein eindeutiges Muster gekennzeichnet bzw. codiert, aus dem die Elektronik immer die aktuelle Position bestimmen kann, ohne dass zunächst eine Referenzfahrt durchgeführt werden muss. Im rechten Teil von Bild 3.22 ist exemplarisch der GRAY-Code dargestellt.

Es sei angemerkt, dass inkrementelle und absolute Messverfahren nicht nur bei photoelektrischen Messsystemen zu finden sind. Diese Einteilung findet sich beispielsweise auch bei magnetischen Messsystemen, die in Abschnitt 3.3.3 dargestellt werden.

Photoelektrische Messsysteme: Abbildende Verfahren

Die abbildenden photoelektrischen Verfahren lassen sich untergliedern in Systeme, die auf dem **Durchlichtprinzip** oder dem **Auflichtprinzip** beruhen. Zudem kann eine weitere Unterteilung in inkrementelle und absolute Messsysteme erfolgen [Ern98].

Im Folgenden werden zunächst inkrementelle Durch- und Auflichtsysteme behandelt. Es folgt dann ein Beispiel für ein absolutes Durchlichtsystem. Die Bezeichnung Durchlichtsystem legt nahe, dass das Licht durch den Maßstab strahlt und nicht wie bei den Auflichtverfahren vom Maßstab reflektiert wird.

Zusätzlich zum eigentlichen Maßstab ist eine zusätzliche Gitterstruktur – die Strichplatte – notwendig, um die Relativbewegung zwischen Maßstabsgitter und Strichplatte bestimmen zu können. Betrachtet man zunächst das Durchlichtverfahren, so durchstrahlt hier das Licht zunächst eine Strichplatte und dann den Maßstab und wird anschließend von einem optischen Empfänger in ein elektrisches Signal gewandelt. Der Maßstab weist wie auch die Strichplatte zum einen transparente Bereiche auf, andere hingegen sind z. B. durch eine lokale Metallbeschichtung lichtundurchlässig.

Durchlichtverfahren mit inkrementeller Abtastung: Der Aufbau eines inkrementellen Messgerätes ist in Bild 3.23 dargestellt. Ausgehend von einer Lichtquelle wird das Licht zunächst parallelisiert, durchstrahlt dann eine Strich- oder Abtastplatte sowie den Maßstab und fällt dann auf den Photodetektor. Der Maßstab bewegt sich relativ zu Strichplatte, Lichtquelle und Photodetektor. Verschieben sich Maßstab und Strichplatte/Abtastplatte zueinander, so variiert die Intensität des durch beide Gitter hindurchtretenden Lichtes. Die Lichtintensität wechselt beim Verfahren der Abtasteinheit über den Maßstab zwischen Maximal- und Minimalwerten. Die Lichtintensitätsänderung wird schließlich im Photodetektor in ein elektrisches Signal gewandelt. Die aktuelle Position ergibt sich durch Zählen der periodischen Veränderungen der Lichtintensität.



Bild 3.22 Abbildung der Teilung eines inkrementellen und eines absoluten Messsystems (GRAY-Code)

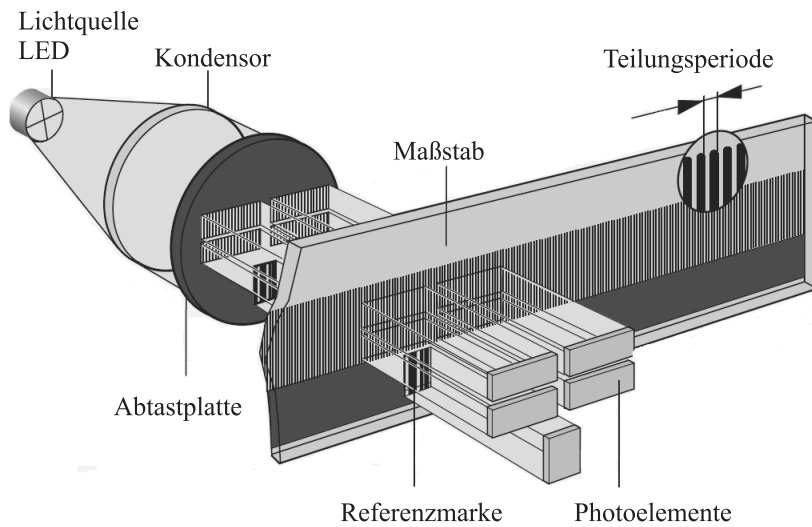


Bild 3.23 Grundprinzip einer inkrementellen Abtastung (Quelle: Heidenhain)

Geht man nun von einer Abtastplatte aus, deren transparente Bereiche die gleichen Abmessungen aufweisen wie die lichtdurchlässigen Fenster auf dem Maßstab, und bewegt die Abtastplatte relativ zum Maßstab, so steigt die Intensität des hindurchtretenden Lichtes mit zunehmender Überlappung der Fensterflächen von Maßstab und Abtastplatte zunächst linear an. Das Maximum wird erreicht, wenn die Fenster fluchten. Bei weiterer Verschiebung nimmt die Lichtintensität wieder linear bis auf den Wert null ab. Das resultierende Signal ist ein Dreieckssignal, wie in Bild 3.24 dargestellt.

Dem Dreieckssignal ist ein Gleichanteil überlagert, was darauf zurückzuführen ist, dass das Licht in seiner Intensität zwischen einem Minimalwert und einem Maximalwert schwankt, jedoch keine negativen Werte annehmen kann. Da in den Photodioden die Ladungsträger nicht nur als Folge des einfallenden Lichtes getrennt werden, sondern zudem ein thermisch bedingter Dunkelstrom entstehen kann, überlagert sich dem Signal außerdem ein zusätzlicher Signalanteil. Auch als Folge von unzureichend abgeschirmtem Umgebungslicht kann ein nicht durch die Verschiebung modulierter Anteil generiert werden. Als Konsequenz wird das Dreieckssignal um diese Gleichanteilsignale und zusätzlichen Signalanteile zu positiven Photostromwerten verschoben.



Wertet man das Dreieckssignal aus, so lässt sich aus der Veränderung des Signals bei Verschiebung von Abtastplatte zu Maßstabsteilung die Richtung der Verschiebung nicht ermitteln. Somit ist eine Richtungserkennung **nicht** möglich. Zwei Verbesserungen sind daher wünschenswert:

Einerseits benötigt man eine Möglichkeit, die Bewegungsrichtung zu detektieren. Andererseits würde es die Signalauswertung erleichtern, wenn man den Gleichanteil des Signals eliminiert und das Dreieckssignal in ein reines Sinussignal transferiert.

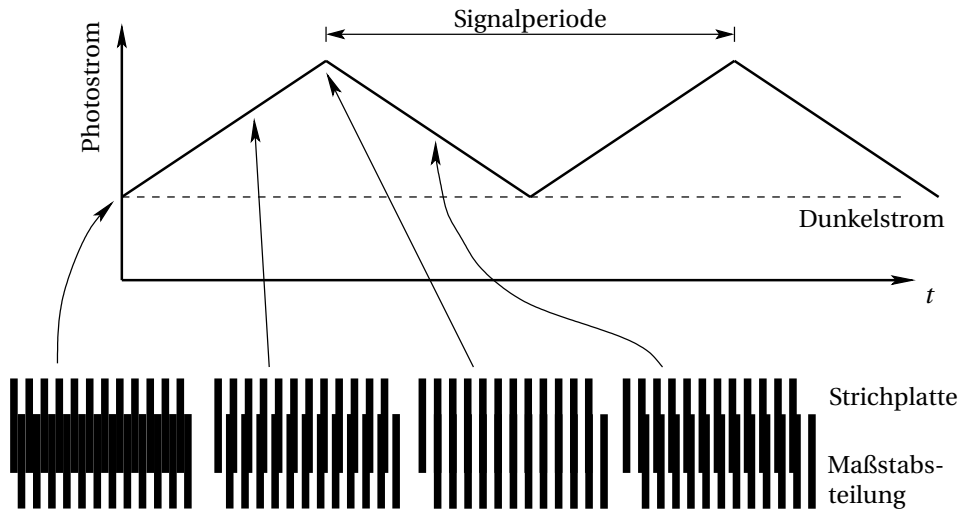


Bild 3.24 Photostrom als Resultat der Verschiebung von Strichplatte zu Maßstabsteilung

Zunächst sollen die Dreieckssignale in Sinussignale gewandelt werden. Um aus den Dreieckssignalen Sinussignale zu erhalten, wird die Anordnung der Striche der Abtastplatte so modifiziert, dass annähernd ein sinusförmiges Signal entsteht.

Im nächsten Schritt ist der Gleichanteil zu beseitigen. Der Gleichanteil kann durch Verwendung eines zusätzlichen Photoelementes eliminiert werden. Positioniert man das zusätzliche Photoelement so, dass dieses gerade dann die maximale Lichtintensität detektiert, wenn das andere Photoelement abgedunkelt ist, erhält man zwei um 180° phasenverschobene Signale. Bei Subtraktion dieser Signale entsteht zum einen

- ein **Nutzsignal doppelter Amplitude** und andererseits
- wird durch die Subtraktion der **Gleichanteil entfernt**, da dieser beiden Signalen in nahezu gleicher Weise überlagert ist.

Bild 3.25 visualisiert die Signale. Oben links ist die Anordnung der Photoelemente zu sehen. Nachdem der Gleichanteil beseitigt ist, ist nun noch die Richtungsinformation zu erzeugen. Um die Richtungsinformation für die Bewegung zu erhalten, werden zwei zusätzliche Photoelemente ausgewertet, die zu den bereits vorhandenen ein um 90° phasenverschobenes Signal generieren (dies ist in Bild 3.25 oben rechts angedeutet). Damit erhält man bei Verschiebung des Abtastkopfes vier jeweils um 90° zueinander phasenverschobene Sinussignale. Jeweils zwei werden wie schon beschrieben voneinander subtrahiert und man erhält ein Sinus- und ein Cosinussignal. Da vier Photoelemente zur Bildung der Ausgangssignale genutzt werden, spricht man von einer **4-Feld-Abtastung**. Bild 3.26 zeigt die Signale einer 4-Feld-Abtastung.

Aus den resultierenden zwei Signalen lassen sich die Bewegungsrichtung und durch Zählen der durchlaufenen Perioden die Positionsveränderung ermitteln.

Die Sinus-/Cosinussignale können in digitale Ausgangssignale gewandelt und dann mit einer nachgeschalteten Steuerung verarbeitet werden. Dabei wechseln die Pegel des Digitalsignals mit jedem Nulldurchgang der Sinus- und Cosinusfunktion zwischen den digitalen Werten „0“

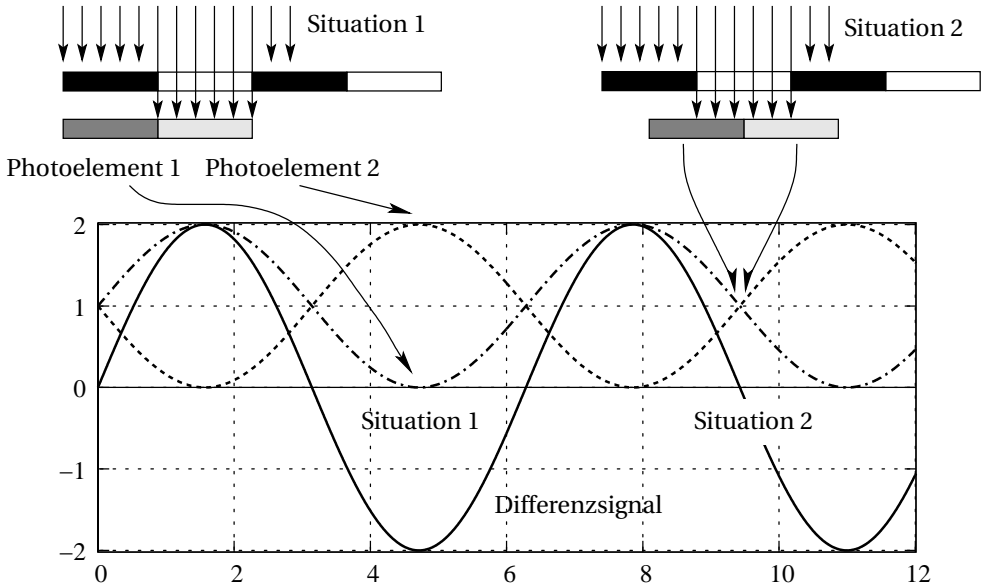


Bild 3.25 Differenzsignal zweier Sinussignale mit überlagertem, identischem Gleichanteil

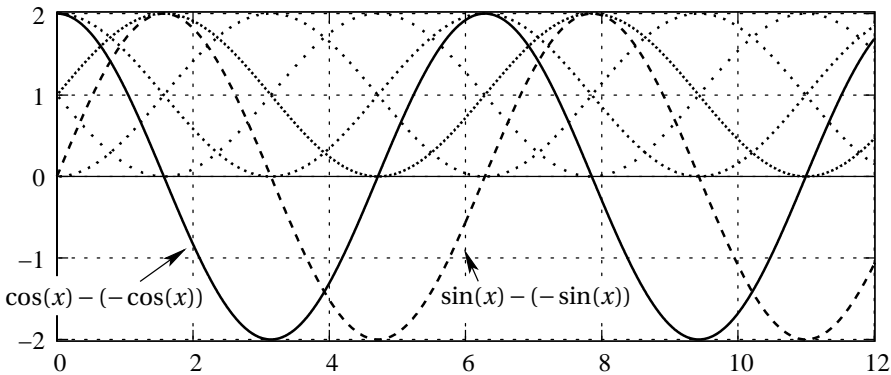


Bild 3.26 4-Feld-Abtastung: Vier um 90° verschobene Sinussignale werden zur Bildung eines Sinus- und eines Cosinussignals verwendet

und „1“. Wie Bild 3.27 zu entnehmen ist, können nach dieser Wandlung vier Bereiche pro Signalperiode unterschieden werden, die maximale Auflösung ist somit auf 1/4 Signalperiode begrenzt.

Um eine höhere Auflösung zu erzielen, werden nicht nur die Nulldurchgänge der Sinusfunktionen ausgewertet, sondern die Signale werden für eine Interpolation verwendet, um eine weitere Unterteilung der Signalperiode zu erreichen. Bei einer 5-fach Interpolation wird die 1/4 Signalperiode in fünf Teile weiter unterteilt. Diese Unterteilung erfolgt in Grad Schritten, da mit den Sinus- und Cosinussignalen der Kreisbezug gegeben ist. In diesem Fall würde eine Unterteilung in $360^\circ / (4 \cdot 5) = 18^\circ$ Schritte erfolgen. Um die aktuelle Winkellage im Kreis – also den Phasenwinkel – beim Durchlaufen der Sinus- bzw. Cosinusfunktion zu bestimmen, ermittelt man diesen zum Beispiel über eine arctan-Bildung aus den Sinus- und Cosinusfunktionen.

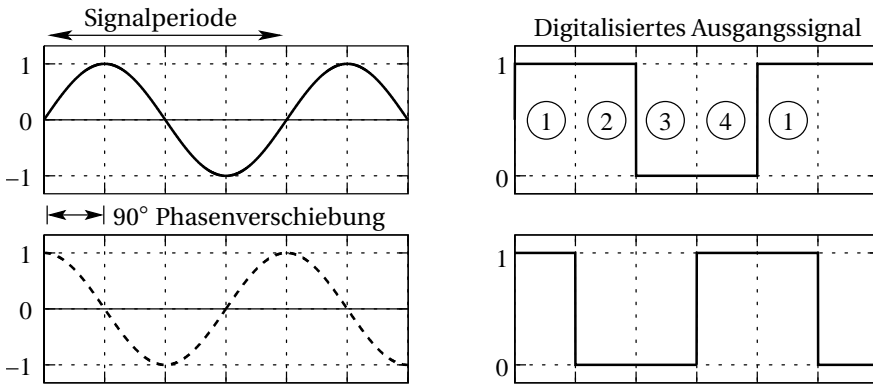


Bild 3.27 Digitalisierung der Sinus/Cosinussignale

Nach einer Digitalisierung wird die Position in Winkelschritten ausgegeben. Für die Interpolation der analogen Eingangssignale sind eine Vielzahl von Verfahren bekannt (siehe [Ern98]).

Bei inkrementellen Messgeräten ist die Definition des Bezugspunktes von zentraler Bedeutung, da bezogen auf diesen Startpunkt der zurückgelegte Weg bestimmt wird. Um den Startpunkt definieren zu können, gibt es, wie bereits erwähnt, eine Referenzmarke, d. h. eine durch eine zusätzliche Diode erkannte Position auf dem Maßstab. Bei einer Referenzfahrt wird diese Marke angefahren und der Zähler genullt. Das beschriebene Grundprinzip der Abtastung gilt nicht nur für inkrementelle optische Systeme, sondern kann auch in gleicher Weise auf inkrementelle magnetische Systeme übertragen werden.

Die Genauigkeit der Positionsbestimmung wird zunächst einmal durch die Qualität des Maßstabs und der Strichplatte festgelegt, aber auch die elektronische Auswertung ist von Bedeutung. Der Maßstab eines optischen Systems kann als Glasmaßstab ausgeführt sein, wobei die Teilung durch strukturierte Metallschichten, zumeist aus Chrom, hergestellt wird. Es sind auch Maßstäbe üblich, die aus strukturierten Metallfolien erzeugt werden. Die Metallfolien werden geätzt oder gestanzt. Ebenso wird die Strichplatte beispielsweise als auf einem Glasträger aufgebrachte Metallstruktur produziert. Prinzipielle Darstellungen von Maßstab und Strichplatte zeigt Bild 3.28.

Bild 3.28

Links: Ausschnitt eines Maßstabs;
Rechts: Bild einer Abtastplatte
[Quelle: Heidenhain]



Quasi-Einfeld-Abtastung: Die 4-Feld-Abtastung ist relativ empfindlich gegenüber Verschmutzungen und anderen Störungen, die nur eines der vier Abtastfelder bzw. nicht alle vier im gleichen Ausmaß betreffen. Eine Weiterentwicklung, die so genannte **Quasi-Einfeld-Abtastung**, reduziert das durch Verschmutzungen generierte Fehlerpotenzial. Quasi-Einfeld bedeutet, dass die Photoelemente ineinander verschränkt auf einem Sensorarray angeordnet werden. Durch die Aufsummierung der verteilten Einzelphotoelements signale hat das einzelne Element einerseits einen verminderten Einfluss auf das Summensignal, andererseits wirken sich größere Verschmutzungen auch auf Photoelemente der anderen Phasen aus. Den

Aufbau einer solchen Einfeld-Abtastung zeigt Bild 3.29, der linke Teil zeigt den prinzipiellen Gesamtaufbau, rechts sind Abtastplatte, Maßstab und Sensor überlagert dargestellt.

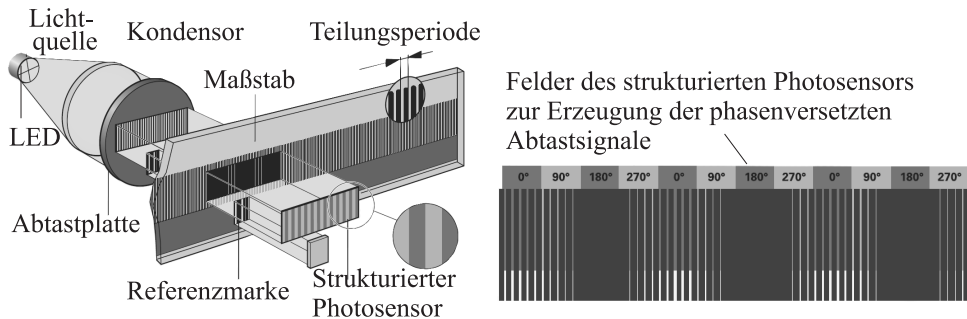


Bild 3.29 Links: Aufbau des Meßgerätes mit Quasi-Einfeld-Abtastung; Rechts: Beleuchtung des Sensorarrays durch Maßstab und Abtastplatte [Quelle: Heidenhain]

Auflichtverfahren mit inkrementeller Abtastung: Neben dem Durchlichtverfahren kommen auch Auflichtverfahren zum Einsatz. Hier ist der Maßstab nicht transparent ausgeführt, sondern reflektiert das Licht (vgl. Bild 3.30). Sender und Empfänger sind auf der gleichen Maßstabsseite angeordnet. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass für diese Messsysteme kein direkter Kontakt zwischen Maßstab und Abtastkopf bestehen muss. Es gibt unterschiedliche Realisierungsmöglichkeiten, um Auflichtsysteme zu bauen.



Bild 3.30
Maßstab eines inkrementellen Auflichtsystems
[Quelle: Heidenhain]

Als Beispiel soll ein Einfeldsystem herangezogen werden, vgl. dazu Bild 3.31. Das Licht fällt durch ein Abtastgitter auf den Maßstab, der das Licht reflektiert. Die Teilungsmarkierungen des Maßstabes werden durch reflektierende und absorbierende Oberflächen erzeugt. Das vom Maßstab reflektierte Licht wird von einem strukturierten Detektor aufgenommen. Die Besonderheit des Einfeldsystems beruht auf der Art, wie die Teilung auf dem Maßstab und die Abtastplatte ausgeführt sind. Die beiden Gitter (Maßstabs- und Abtastgitter) sind so aufgebaut, dass sie sich leicht in der Periode unterscheiden, wodurch beim Verschieben Ausgangssignale erzeugt werden, die dem einer 4-Feld-Abtastung entsprechen. Im Messgerät werden eine Vielzahl von Einzelelementen gleichzeitig ausgewertet und aus deren Signalen werden durch Summation die vier jeweils um 90° phasenverschobenen Signale gebildet, die wiederum zur Generierung der zwei 90° phasenverschobenen Sinussignale weiterverarbeitet werden. Bild 3.31 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Messgerätes, das als Auflichtsystem arbeitet und als Einfeldsystem ausgeführt ist. Im rechten Teil sind der Maßstab und die Abtastplatte in unterschiedlichen Positionen dargestellt. Die Photoelemente werden mit wechselnder Intensität beleuchtet.

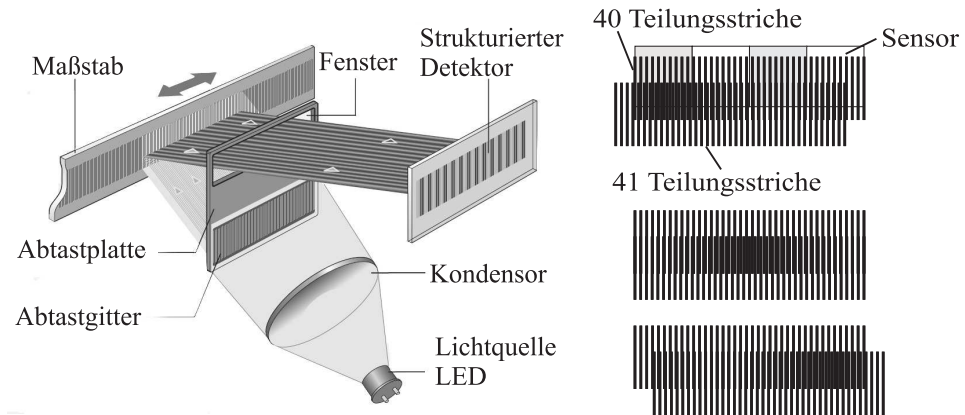


Bild 3.31 Links: Einfeldabtastung eines Auflichtmeßgerätes; Rechts: Anordnung von Maßstab, Strichplatte und Photoelementen [Quelle: Heidenhain]

Abschließend vergleicht Tabelle 3.3 kurz die beiden Ansätze mit inkrementeller Abtastung – Auflichtverfahren und Durchlichtverfahren. Der große Vorteil des Durchlichtverfahrens ist im großen Modulationsgrad zu sehen, d. h. dem Unterschied zwischen transparenten und nicht-transparenten Bereichen in Bezug auf die Lichtintensität. Beim Auflichtverfahren können auch flexible Metallmaßstäbe eingesetzt werden.

Tabelle 3.3 Vergleich zwischen Durchlicht- und Auflichtverfahren bei inkrementeller Abtastung

Typ	Vorteile / Nachteile
Durchlichtverfahren	+ Glasmaßstäbe mit hohem Modulationsgrad, unempfindlicher gegen Verschmutzung – Geringe Flexibilität der Maßstäbe
Auflichtverfahren	+ Kompakter Aufbau, auch flexible Metallmaßstäbe einsetzbar – Modulationsgrad erzielt durch Reflektionsunterschiede geringer

Absolute Messverfahren: Bei absoluten Messverfahren wird die Position als Muster auf dem Maßstab digital codiert. Das Bild 3.32 zeigt eine photoelektrische Abtastung eines absoluten Drehgebers, die nach dem abbildenden Durchlichtmessprinzip arbeitet. Das von der Lichtquelle abgegebene Licht wird durch eine Kondensorlinse parallelisiert. Nach dem Durchtritt durch die Abtastplatte trifft das Licht auf die Teilscheibe, die den Maßstab darstellt. Das Licht, was durch die Teilscheibe hindurchgetreten ist, wird anschließend von Photoelementen in elektrische Signale gewandelt. Der Unterschied zwischen den inkrementellen und den absoluten Messgeräten wurde bereits auf Seite 93 erläutert.

Die Kombination der Signale, die von den Photoelementen für jede Codespur ausgegeben werden, wird dazu verwendet, die Position zu bestimmen. Die Position ist durch die parallel eingehenden Einzelsignale eindeutig festgelegt. Um die Auflösung noch zu erhöhen, wird zusätzlich ein Inkrementalsignal ausgewertet, das dazu benutzt wird, eine Interpolation zu ermöglichen. Zur Kodierung der Position können unterschiedliche Codes eingesetzt werden. Verwendet man zur Codierung der Positionswerte einen einfachen Binärcode wie in Bild 3.33 links

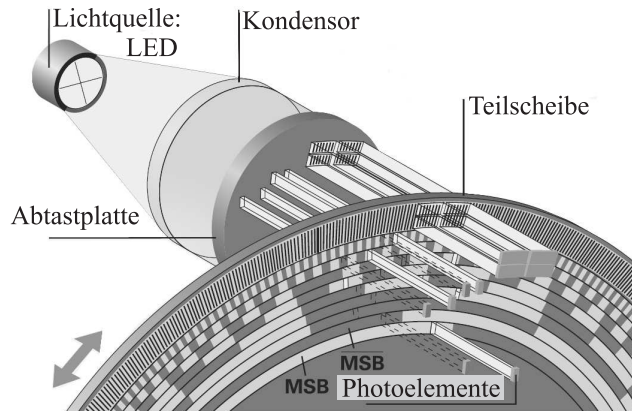


Bild 3.32
Absoluter Drehgeber
[Quelle: Heidenhain]

dargestellt, kann das Problem auftreten, dass gerade an den Grenzen, an denen simultan mehrere Hell- und Dunkelfeldwechsel stattfinden sollen, nicht wirklich exakt alle Photoelemente gleichzeitig den aktuellen Wert bereitstellen. Die Folge ist die kurzzeitige Ausgabe von fehlerhaften Werten. Dieses Problem kann dadurch beseitigt werden, dass man zur sogenannten **V-Abtastung** übergeht und die Signale bis auf das niederwertigste Bit doppelt, d. h. mit jeweils zwei Photoelementen auswertet. Diese beiden Photoelemente sind jeweils um eine halbe Bit-



Bild 3.33 Binäre Codierung und GRAY-Code nach [Ern98]

Länge nach links und rechts verschoben. Erfasst man in einem Feld eine „1“, dann nutzt man für das nächsthöhere Bit das linke Photoelement und im anderen Fall das rechte Photoelement. Damit wird sichergestellt, dass stets nur direkt aufeinanderfolgende Positionen möglich sind, ohne fehlerhafte Zwischenwerte.

Dem besprochenen Problem kann man auch mit so genannten einschrittigen Codes begegnen. Eine besondere Bedeutung ist dem GRAY-Code beizumessen. Dieser zeichnet sich dadurch aus, dass bei einer Verschiebung codebedingt immer nur ein Signal einen Wechsel zwischen Hell und Dunkel vollzieht und nicht mehrere Signale gleichzeitig. Die GRAY-Codierung ist in Bild 3.33 rechts dargestellt. Schließlich zeigt Bild 3.34 einen Teilkreis mit GRAY-codierter Teilung.

Optische Messgeräte: Interferenzielle Verfahren

Am Beispiel eines Auflichtsystems soll das Grundprinzip der interferentiellen Messverfahren erläutert werden. Ein grundsätzlicher Aufbau eines solchen Messgerätes ist in Bild 3.35 dargestellt. Bei diesem Messverfahren wird die Beugung am Gitter ausgenutzt [Hei14].

Ausgehend von der Lichtquelle, einer LED (lichtemittierende Diode) wird das Licht in einem Kondensor geformt und durchstrahlt die Abtastplatte. Die Abtastplatte stellt ein feingeteiltes Gitter dar und ist als Phasengitter ausgeführt, d. h. das Gitter wird durch periodisch angeordnete Stufen gebildet. Dieses führt zu einer Veränderung der Phasenbeziehung zwischen den Wellen. Die Veränderung der Phasenbeziehung kommt dadurch zustande, dass das Licht unterschiedlich lange Wege innerhalb des Abtastplattenmaterials zurücklegt und die Lichtge-



Bild 3.34 Ein Beispiel für einen Teilkreis mit GRAY-Code [Quelle: Heidenhain]

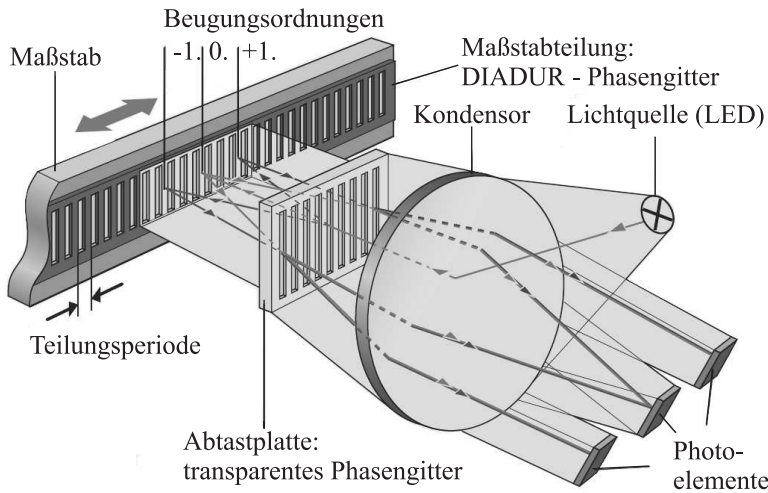
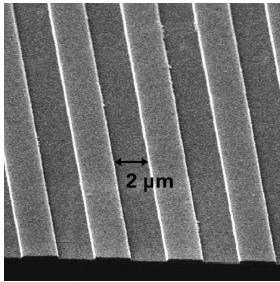


Bild 3.35 Prinzipieller Aufbau eines interferentiellen Meßgerätes im Auflichtbetrieb [Quelle: Heidenhain]

schwindigkeit mit zunehmendem Brechungsindex abnimmt [GKV92]. Daher findet an diesem Gitter der Abtastplatte die erste Lichtbeugung statt. In Bild 3.35 sind lediglich die 0., die +1. und -1. Beugungsordnung dargestellt, da nur diese im Weiteren von Bedeutung sind.

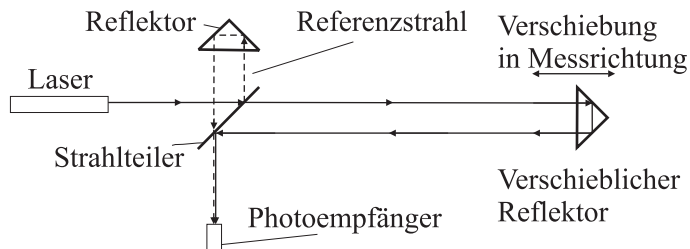
Das Phasengitter ist so gestaltet, dass die drei Beugungsordnungen die gleiche Intensität aufweisen. Die drei Beugungsordnungen treffen auf den Maßstab, dessen Oberflächentopographie ebenfalls stufenförmig ausgebildet ist und somit auch ein Phasengitter darstellt. Die Stufen des Maßstabs haben zur Folge, dass vor allem die 1. und -1. Beugungsordnung noch mit großer Intensität reflektiert werden. Die Beugungsordnungen treffen wieder auf das Phasengitter der Abtastplatte, werden erneut gebeugt und interferieren. Drei Photoelemente nehmen die drei gebeugten Strahlen auf und es entstehen drei um 120° phasenverschobene Signale, aus denen die entsprechenden zwei phasenverschobenen Sinussignale erzeugt werden können. Bild 3.36 zeigt ein Bild des Maßstabs mit der gestuften Oberfläche.

**Bild 3.36**

Phasengitter-Teilung mit ca. $0,25 \mu\text{m}$
Gitterhöhe [Quelle: Heidenhain]

Interferometer

Interferometer zur Längenmessung kommen ohne den Einsatz von Maßstäben aus. Die Messung beruht auf der Auswertung der Phasenverschiebung zweier Laserstrahlen, eines Messstrahls und eines Referenzstrahls. Ein Laserstrahl wird zunächst in zwei Strahlenteile aufgeteilt. Ein Teilstahl, der Referenzstrahl, legt einen festen Weg bekannter Länge zurück, wird reflektiert und nimmt den umgekehrten Weg zurück. Der zweite Anteil des zuvor aufgeteilten Laserstrahls wird in Richtung des zu vermessenden Weges abgestrahlt. Am Ende der Messstrecke wird auch dieser Strahl reflektiert und nimmt ebenfalls den bereits von ihm zurückgelegten Weg nur in umgekehrter Richtung. Beide Strahlen werden dann wieder kombiniert. Wird der Spiegel, der am Ende der Messrichtung positioniert ist, verschoben, ändert sich die Phasenlage zwischen den Strahlen. Bei gleicher Länge von Referenz- und Messstrecke ergibt sich die selbe Phasenlage und die Strahlen überlagern sich konstruktiv. Bei Verschiebung des Spiegels um $1/4 \lambda$ (hierbei steht λ für die Wellenlänge) resultiert daraus aufgrund des doppelten Weges (Hin- und Rückweg) eine Phasenverschiebung um $1/2 \lambda$ und die Strahlen interferieren destruktiv. Als Strahlquelle wird ein Laser mit definierter Wellenlänge und großer Kohärenz verwendet. Bild 3.37 zeigt ein Homodyne Laser Interferometer. Die halbdurchlässigen Spiegel lassen einen Teil des Lichts passieren und reflektieren den anderen Teil, was die Aufteilung des Strahls in zwei Teilstrahlen bewirkt. Das Tripel Prisma als verschieblicher Reflektor reflektiert den Strahl. Vorteilhaft ist die durch die Reflexion der Strahlen verdoppelte Länge, da sich damit auch der Verschiebungsweg des Prismas doppelt auswirkt, wodurch kleine Veränderungen eine doppelte Verschiebung zeigen. Durch Auswertung einer komplexeren Anordnung von Photoelementen kann ohne Interpolation schon eine Auflösung von $1/8$ der Wellenlänge also $\lambda/8$ erreicht werden. Beeinflusst wird die Messung durch die Umgebungsbedingungen wie Temperatur, Druck, Wassergehalt und chemische Zusammensetzung des Gases [Ern98], [GKV92].

**Bild 3.37**

Laserinterferometer in
Anlehnung
an [Ern98], [GKV92]

3.3.3 Längen- und Winkelmessung durch Nutzung magnetischer Prinzipien

Magnetische Längenmessgeräte mit hartmagnetischer Teilung

Wie auch bei den optischen Systemen werden für Messsysteme, die auf der Nutzung magnetischer Effekte beruhen, unterschiedliche Grundprinzipien realisiert. Bei einer Vielzahl von Systemen werden Maßverkörperungen eingesetzt, bei denen die Teilung durch gezieltes Magnetisieren von hartmagnetischen Schichten erzeugt wird. Es lassen sich sowohl inkrementelle als auch absolute Messsysteme realisieren.

Bei inkrementellen Teilungsträgern wird eine regelmäßige Folge von in der Ausrichtung wechselnden magnetisierten Bereichen geschrieben. Absolute Teilungen werden durch mehrere Spuren erzeugt, deren Magnetisierungen in der Kombination der Positionscodierung entsprechen. Um eine magnetische Teilung zu speichern, wird das hartmagnetische Material als Schicht oder Volumenmaterial eingesetzt. Je größer die Koerzitivfeldstärke des Materials, desto höher sind die Felder, die zur Magnetisierung benötigt werden. Dieses erhöht die Anforderungen beim zumeist werkseitigen Beschreiben des hartmagnetischen Materials mit der Teilungsstruktur. Auf der anderen Seite ist die Gefahr der Entmagnetisierung im Einsatz aufgrund von Magnetfeldern in der Umgebung des Messsystems reduziert. Um die Position des Abtastkopfes zu bestimmen, wird im Betrieb das Streufeld der hartmagnetischen Teilung mithilfe von Sensoren ausgelesen. Prinzipiell entspricht das Verfahren im Grundsatz dem, auf dem die klassischen Festplatten zur Datenspeicherung beruhen oder welches bei der Speicherung von Daten auf Magnetbändern verwendet wird. Daten werden in einem Schreibvorgang gespeichert und zu einem späteren Zeitpunkt ausgelesen.

Heute werden auch im Bereich der Festplatten Positionsinformationen für die Positionierung des Schreib-Lese-Kopfes auf die Platte geschrieben. Der Hersteller schreibt einen sog. Servo-Track, der zur Orientierung ausgelesen wird [NH10], was der Schaffung einer Positionsinformation entspricht. Verschiedene Verfahren werden zum Auslesen des Streufeldes angewendet. Das induktive Auslesen mit einer Spule wurde bei Einführung der Festplatten eingesetzt, ist jedoch in den meisten Fällen zur Realisierung von Messsystemen ungeeignet, da im Stillstand keine Spannung in der Messspule induziert wird und sich die Amplitude des Signals beim Verfahren des Abtastkopfes geschwindigkeitsabhängig ändert. In der Regel werden daher magnetoresistive Verfahren eingesetzt, die als AMR- (**A**nisotropic **M**agneto **R**esistance, anisotroper magnetoresistiver Effekt) oder GMR-Sensoren (**G**iant **M**agneto **R**esistance, Riesenmagnetowiderstand) ausgeführt, den Wechsel der Magnetisierung detektieren.

Bild 3.38 zeigt das längsmagnetisierte, hartmagnetische Material. Die Streufelder werden von den vier magnetoresistiven Sensoren erfasst.



Bei den magnetoresistiven Verfahren führt das zu messende Streufeld zu einer Änderung des Widerstandes in Abhängigkeit von der Stärke des magnetischen Feldes. Magnetische Messverfahren, die als Teilungsträger hartmagnetische Schichten einsetzen, zeigen eine sehr hohe Robustheit gegenüber Verschmutzungen. Starke Magnetfelder können den Maßstab jedoch ummagnetisieren oder zumindest den Auslesevorgang verfälschen.

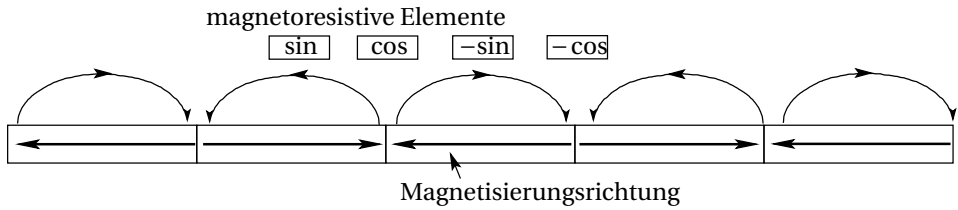


Bild 3.38 Magnetisches Messprinzip: Abtastung durch magnetoresistive Sensoren

Einführung in die induktiven Verfahren

Induktive Verfahren nutzen die Beeinflussung der magnetischen Induktivität L in einer Spule durch Bewegung eines ferromagnetischen Körpers in deren Magnetfeld zur Messung aus. Bei einem **Drosselsystem** (Bild 3.39) ändert sich die Selbstinduktivität L durch Variation des Luftspalts x bzw. durch Bewegung ξ eines weichmagnetischen Kerns in der Spule (so genannte Tauchkernsysteme).

Für einen Kern mit Luftspalt gilt (vgl. [Trä96])

$$L(x) = L_0 \frac{1}{1 + \mu_r \frac{x}{x_m}} \quad (3.21)$$

mit

Bezeichner	Bedeutung
L_0	Induktivität bei $x = 0$ (ohne Spalt),
μ_r	relative magnetische Permeabilität,
x_m	Größe des Luftspalts, bei der L in der Mitte der möglichen Werte liegt.

Für x_m gilt also

$$L(x_m) = \frac{1}{2}(L_0 + L_\infty) = \frac{1}{2}L_0; \quad L_\infty = L(x \rightarrow \infty) = 0. \quad (3.22)$$

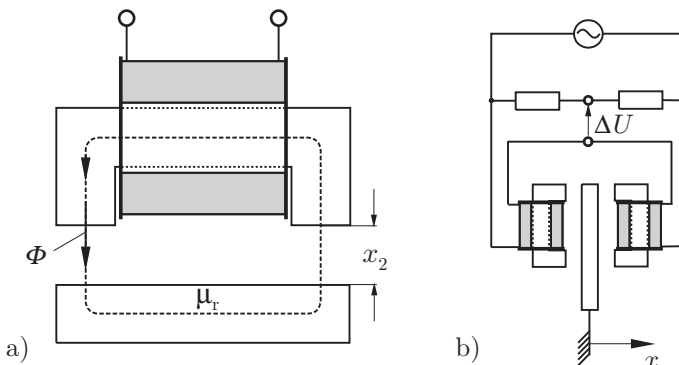


Bild 3.39 a) Einfache Drossel, b) Differenzdrossel (nach [Trä96])

Aus Gl. (3.21) ist ersichtlich, dass $L(x)$ einen nichtlinearen Verlauf hat. Zur Linearisierung werden deshalb im allgemeinen Differenzsysteme eingesetzt, d. h. der Messkörper beeinflusst

zwei Spulensysteme gegenseitig. Die Differenz der Ausgangssignale ist in der Nähe eines Nullpunkts in guter Näherung linear.

Bild 3.40 zeigt den Effekt der Linearisierung an einem Beispiel. Für $\mu_r = 1$ und $L_0 = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{A}}$ sowie durch Einsetzen von $+x_m$ bzw. $-x_m$ in Gl. (3.21) ergeben sich für beide Spulensysteme folgende Kennlinien,

$$\begin{aligned} f(x) &= \frac{1}{1 + \frac{x}{x_m}}, & g(x) &= \frac{1}{1 - \frac{x}{x_m}}, \\ h(x) &= g(x) - f(x) = 2 \frac{x}{x_m} \left(\frac{1}{1 - \frac{x^2}{x_m^2}} \right) \approx 2 \frac{x}{x_m}. \end{aligned} \tag{3.23}$$

Der Verlauf dieser Kennlinien sowie der Differenz $h(x) = g(x) - f(x)$ ist in Bild 3.40 dargestellt. Neben einer Linearisierung wird auf diese Weise auch eine näherungsweise Temperaturkompensation erreicht.

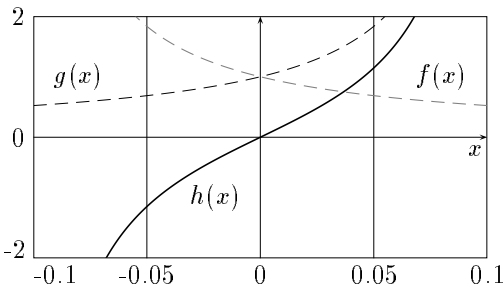


Bild 3.40
Linearisierung durch Differenzbildung
($x_m = 0,11$)

Transformatorsysteme nutzen die Änderung der Gegeninduktivität zwischen zwei Spulen. Ihr Kennzeichen ist das Vorhandensein einer separaten Erregerspule. Der konstruktive Aufbau entspricht ansonsten den Drosselsystemen.

Auch bei Transformatorsystemen werden vorwiegend Differenzschaltungen verwendet.

LVDT – Lineare Variable Differenzial Transformatoren

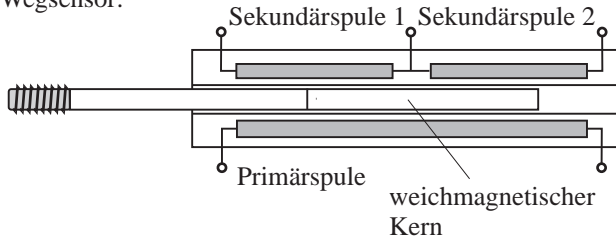
Große praktische Verbreitung haben Differenzialtransformator-Tauchkernsysteme (engl. Linear Variable Differential Transformer – LVDT) gefunden. Bild 3.41 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines LVDT, im oberen Teil als Wegsensor, im unteren Teil als Messtaster mit Rückstellfeder. Typische Eigenschaften von LVDT zeigt Tabelle 3.4.

Tabelle 3.4 Eigenschaften von Linearen Variablen Differenzial Transformatoren

Eigenschaft	Wertebereich
Messbereich:	0,1...100 mm
Linearität:	0,15...0,5 %
Temperaturdrift:	0,003...0,01 %/K

In Kombination mit Federn oder pneumatischen Rückstellelementen existiert eine Vielzahl verschiedener Bauarten von Wegsensoren und Messtastern.

LVDT-Wegsensor:



LVDT-Messtaster:

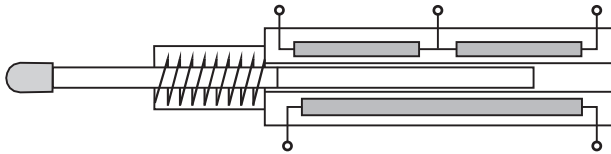


Bild 3.41 Aufbau eines LVDT-Sensors
(Linear Variable Differenzial Transformer, Quelle: Micro-epsilon)

Zur Signalauswertung werden zumeist LC-Schwingkreise verwendet, wobei die Sensorelemente den (variablen) induktiven Anteil darstellen. Nach der THOMPSONSchen Schwingungsformel gilt

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad (3.24)$$

so dass die zu messende Weggröße zunächst in die Zwischengröße Frequenz abgebildet wird. Die Frequenzmessung kann durch Frequenz/Spannungswandlung oder einfach durch Zählen erfolgen. Dies erübrigt eine nachfolgende Analog/Digital-Wandlung.

Transformator mit beweglichem Reluktanzkern

Ein abgewandelter transformatorischer Aufbau besteht darin, dass die Erreger- und Empfängerspule in der Abtasteinheit kombiniert und nicht auf Maßstab und Abtastkopf verteilt werden. Der Maßstab besteht aus einem ferromagnetischen Material, das durch Ätzung oder Prägnung strukturiert ist und als Folge der Strukturierung mit dem Wechsel der Permeabilität die Kopplung zwischen den Spulen verändert. Durch einen Wechselstrom in der Erregerspule wird ein alternierendes H -Feld generiert. Das H -Feld der Spule ist über die Permeabilität mit dem B -Feld verknüpft, bzw. über die Fläche mit dem Fluss Φ . Die Flussänderung führt zur Induktion einer Spannung u_i in der Sekundärspule.

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} \quad \text{mit} \quad \Phi = \int B dA; \quad B = \mu H; \quad H = \frac{ni}{s}. \quad (3.25)$$

Hierbei stehen Φ für den magnetischen Fluss, B für die magnetische Flussdichte, H für die magnetische Erregung, μ für die Permeabilität, n für die Windungszahl, A für die durchströmte Spulenfläche, i für den Spulenstrom und s für die Länge einer Feldlinie.

Wie Bild 3.42 zu entnehmen, werden insgesamt vier Spulenpaare so angeordnet, dass wiederum vier um jeweils 90° phasenverschobene Signale entstehen.

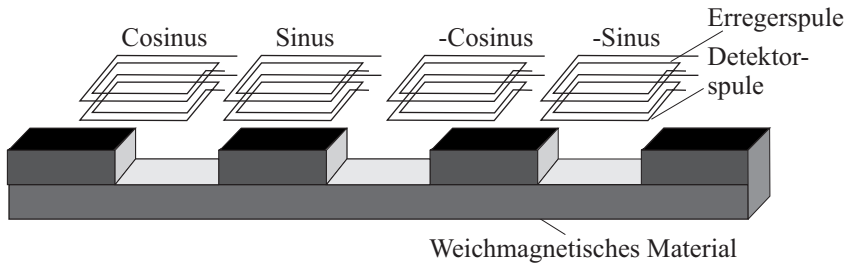


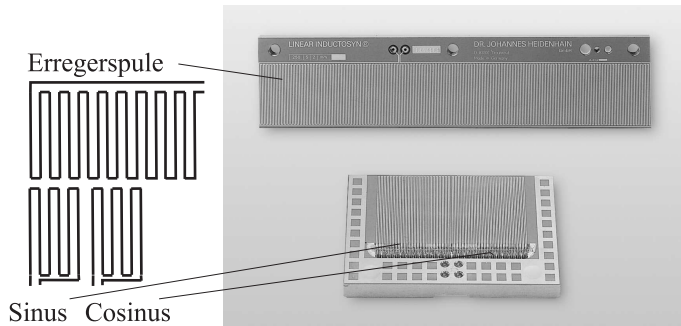
Bild 3.42 Magnetisches Messprinzip: Eine Erregerspule wird mit einer Detektorspule über einen ferromagnetischen Maßstab gekoppelt.

Das Inductosyn®-Prinzip

Zu den induktiven Verfahren zählt das als Inductosyn® bezeichnete Prinzip. Bei diesem Aufbau wird der Maßstab durch eine in Mäandern geführte Leiterschleife gebildet [Ern98]. Über diesen Maßstab wird ein Abtastkopf geführt, der zwei weitere Mäanderschleifen enthält. Diese beiden Schleifen sind zueinander räumlich versetzt positioniert, so dass ein Versatz dieser Spulen um eine 1/4 Polteilung zueinander entsteht. Wird die Maßstabsspule mit einem Wechselstrom gespeist, induziert das entstehende Magnetfeld zwei Wechselspannungen in den zwei Auswertespulen, die aufgrund der Anordnung um 90° zueinander phasenverschoben sind. Somit erhält man ein Sinus-Cosinus Signal, mit dem sowohl die Richtung als auch die Positionsveränderung detektiert werden können. Bild 3.43 stellt die drei Mäanderspulen dar. Im realen Aufbau sind die zwei Empfängerspulen über der Sendeeinheit angeordnet.

Bild 3.43

Inductosyn®:
Eine Erregerspule erzeugt ein magnetisches Wechselfeld. Die Signale der Empfängerspulen sind um 90° phasenverschoben.
[Quelle: Heidenhain]



Resolver

Der Resolver – als Drehgeber – besteht aus einer Anordnung von drei Spulen. Eine der drei Spulen ist auf dem Rotor montiert und damit fest mit dessen Drehbewegung gekoppelt, die beiden anderen Spulen sind im Stator verbaut. Die Rotor- und Statorspulen bilden somit zwei Transformatoreinheiten.

Wird die Rotorspule von einem Wechselstrom $i(t) = I \sin(\omega t)$ gespeist, erzeugt sie ein alternierendes Magnetfeld. Dieses rotierende Magnetfeld induziert als Folge in den Statorspulen eine Wechselspannung $u_i(t) = u_i(\omega, \theta)$, die sowohl von der Erregerfrequenz ω als auch von der Bewegung θ und somit von der Kopplung zwischen der Rotor- und der jeweiligen Statorspule abhängt.

Bild 3.44 zeigt die Anordnung der Spulen. Der Wechselstrom wird in einen Transformator eingekoppelt, der eine induktive Kopplung auf den rotierenden Rotor ohne Schleifkontakte erlaubt. Der wechselnde Fluss induziert eine Spannung, die den Strom $i(t)$ durch die rotierende Erregerspule treibt.

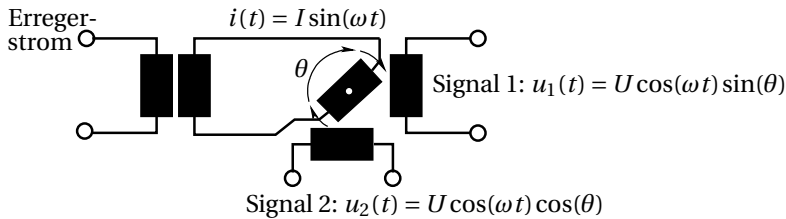


Bild 3.44 Spulenordnung des Resolvers: Der Rotorstrom wird über einen Übertrager eingekoppelt

Beide Statorspulen sind am Umfang des Rotors um 90° verschoben angeordnet, so dass als Konsequenz auch die induzierten Spannungen um 90° phasenverschoben sind. Nimmt man für den Erregerstrom eine sinusförmige Schwingung des Stromes mit der Kreisfrequenz ω an, so ergibt sich für die induzierte Spannung eine sinusförmige Schwingung mit gleicher Frequenz, die aber um 90° phasenverschoben ist und zusätzlich mit dem Sinus des Winkels θ zwischen der Achse der 1. Statorspule und der Achse der Rotorspule multipliziert wird. In der zweiten Spule wird auch eine um 90° phasenverschobene Schwingung gleicher Frequenz erzeugt, die jedoch mit dem Cosinus des schon erwähnten Winkels θ multipliziert wird (vgl. Bild 3.44 und Bild 3.45). Der Trägerfrequenzanteil in beiden Signalen kann eliminiert werden und wiederum lässt sich über die arctan-Funktion der Winkel und damit die Position ermitteln.

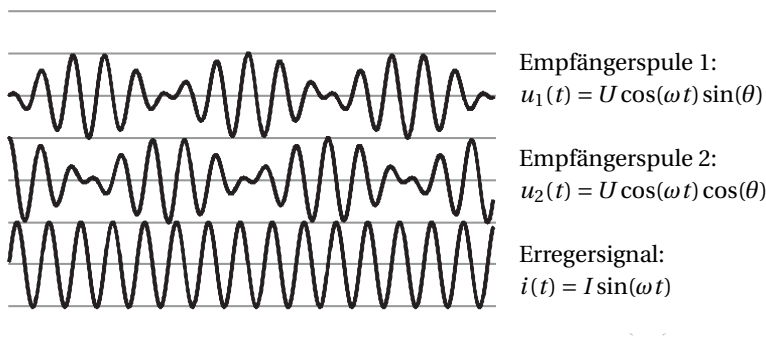


Bild 3.45 Trägersignal und die um 90° verschobenen Empfangssignale

PLCD – Permanentmagnetic Linear Contactless Displacement

Der prinzipielle Grundaufbau dieses robusten und in der automobilen Technik eingesetzten Sensors weist drei Spulen auf, eine Primärspule zur Erzeugung eines magnetischen Wechselfeldes und zwei Senserspulen. Ein weichmagnetischer Kern koppelt die Spulen miteinander. Außerdem bildet eine an der Spule außen angesetzte weichmagnetische Komponente einen magnetischen Rückschluss. Da beide Senserspulen gleichermaßen vom magnetischen Fluss

durchsetzt werden, wird in beiden eine betragsmäßig gleiche Spannung induziert. Subtrahiert man diese voneinander, heben sich die beiden Spannungen auf.

Wird nun ein Permanentmagnet entlang der Spulenordnung geführt (vgl. Bild 3.46), überlagert sich das magnetische Feld des Permanentmagneten mit dem der Primärspule und sättigt lokal den Kern. Das führt dazu, dass sich die Flussverteilung ändert, es entstehen die beiden Flüsse Φ_1 und Φ_2 , die von der Position x des Permanentmagneten abhängen. In den Detektorspulen werden die Spannungen u_1 und u_2 induziert. Auch bei der Differenzbildung ergibt sich damit ein von null abweichendes Signal, was zur Ermittlung der Position genutzt werden kann. Die mögliche Messlänge ist aufgrund der Feldverteilung und der Detektionsmöglichkeit begrenzt auf ca. 180mm, wobei der Abstand des beweglichen Magneten zur Spulenordnung bis zu 20mm betragen kann [Hof12]. Das Messverfahren ist sehr robust, da im Wesentlichen nur Felder, die auch zur Sättigung des Magnetkerns führen, eine Auswirkung auf die Positionsbestimmung haben. Zur Erhöhung der Systemrobustheit kann eine zweite Erregerspule über die erste gewickelt werden, um eine Redundanz des Systems zu erreichen.

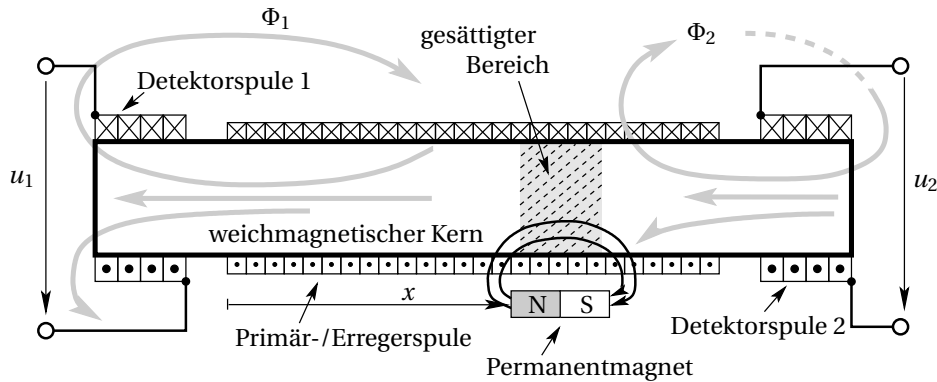


Bild 3.46 PLCD: Anordnung von Spulen, Kern und Permanentmagnet

Winkel- und Längenmessung unter Verwendung von HALL-Sensoren

Das Grundprinzip dieser Messung beruht darauf, dass das Magnetfeld eines Permanentmagneten oder einer Spule von einem HALL-Element erfasst wird. Das Magnetfeld wird entweder durch ein weichmagnetisches Material winkel- oder längenabhängig beeinflusst oder durch Verschiebung des Magneten bzw. der Spule gegenüber den HALL-Elementen in der Lage verändert. Bild 3.47 zeigt Anordnungen zur a) Winkelmessung und zur b) Maßstabsverschiebung. In der Anordnung a) rotiert der Hartmagnet über einer Anzahl von HALL-Elementen, die eine gut aufgelöste Bestimmung der Winkelposition zulassen. Es werden zum Beispiel Sensoren mit einer Auflösung von 14 Bit, mit einer Genauigkeit von $0,05^\circ$ und einem Temperatureinsatzbereich von -40°C bis 150°C angeboten [Ams14]. Vorteilhaft ist, dass die Prozesse zur Sensorfertigung in die Chipfertigungsprozesse der Elektronik integrierbar sind und daher die Sensoren zusammen mit der Auswerteelektronik und der Schnittstelle auf einem Chip realisiert werden können.

Die Vermessung der Verschiebung eines weichmagnetischen Maßstabs beruht darauf, dass der am Permanentmagneten vorbeigeführte Maßstab eine Verzerrung des Magnetfeldes bewirkt, die durch HALL-Elemente, auch häufig als Differential-HALL-Element ausgeführt, erkannt werden kann [Rei10b]. Bild 3.47 c) stellt den Grundaufbau des HALL-Elements dar. Im

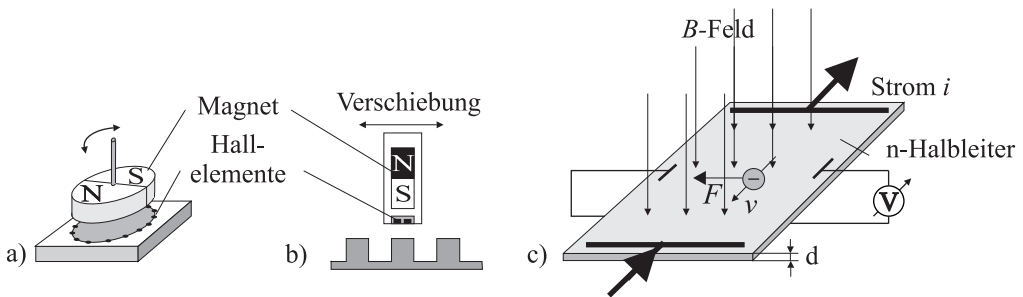


Bild 3.47 a) Winkelsensor b) Sensor zur Messung der Verschiebung eines Maßstabs c) HALL-Element [Rei10b, GKV92]

n-Halbleiter bewegen sich die Elektronen entgegen der konventionellen Stromrichtung. Das senkrecht zur Bewegungsrichtung einwirkende B -Feld bewirkt eine Kraftwirkung auf die Elektronen, die LORENTZ-Kraft. Aufgrund der Ablenkung kommt es an der einen der Längsseiten zu einer höheren Ladungsdichte und an der anderen zu einer Verarmung. Zwischen beiden Kontakten ist eine Spannung messbar, die HALL-Spannung.

Die HALL-Spannung u_H ergibt aus dem Produkt der HALL-Konstante R_H , dem Strom i und der Flussdichte B dividiert durch die Dicke der Sensorschicht d zu ([Rei10b, GKV92])

$$u_H = -R_H i \frac{B}{d}. \quad (3.26)$$

Die beschriebenen Sensorkonzepte finden vielfach Anwendung im Automobilbereich [Rei10b, Rei10a], z. B. zur Bestimmung des Lenkwinkels, als Drehzahlsensoren im Anti-Blockier-System (ABS), zur Messung der Stellung von Fahrpedalen, als Umdrehungszähler zur Ermittlung der Umdrehungen bei Drehgebern usw.

Abstandsmessung durch Wirbelstromverfahren

Als letztes der magnetischen Verfahren soll das Wirbelstromverfahren zur Abstandsmessung dargestellt werden. Der Wechselstrom in einer Erregerspule erzeugt ein Magnetfeld. Eine Messspule oder ein magnetoresistiver Sensor misst die Flussänderung oder die magnetische Feldstärke. Nähert sich der Messkopf einer leitenden Oberfläche, werden auch in dieser elektrische Spannungen induziert, die einen Kreisstrom, den **Wirbelstrom** generieren.

Auch die Wirbelströme bilden ein magnetisches Feld aus, das dem Erregerfeld entgegen gerichtet ist und dieses abschwächt. Die Änderung wiederum kann in den Sensoren detektiert werden. Wirbelstromsensoren können für die Längenmessung oder auch als Abstandssensor eingesetzt werden. Darüber hinaus wirken sich auch die Oberflächentopographie oder die Materialeigenschaften auf die Wirbelstrombildung der leitenden Oberfläche aus und können ausgewertet werden. Bild 3.48 zeigt einen Wirbelstromsensor. Durch die einwindige Spule in Form eines „Omegas“ fließt ein Wechselstrom und erzeugt ein Magnetfeld. Die in der leitfähigen Probe generierten Wirbelströme erzeugen ein der Erregung entgegen gerichtetes magnetisches Feld. Die sich überlagernden Felder werden von einem magnetoresistiven Sensorelement (AMR) erfasst und die Veränderung kann zur Bestimmung der Oberflächentopographie herangezogen werden [GWR11].

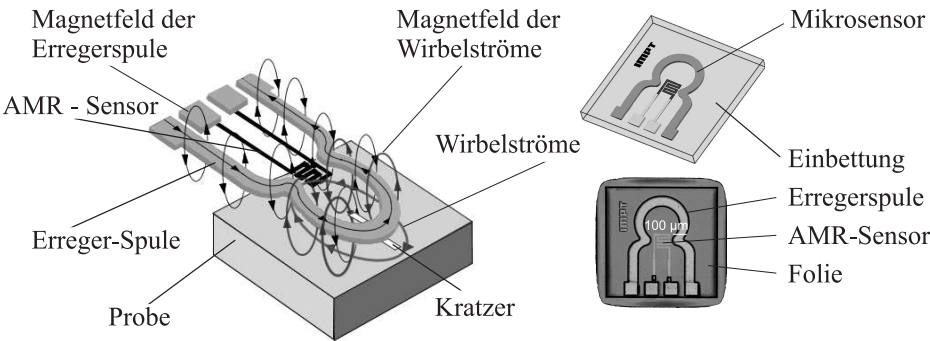


Bild 3.48 Wirbelstromsensor: Darstellung einer miniaturisierten Ausführung und des Funktionsprinzips, Anwendung hier: Vermessung der Oberflächentopographie der Probe [Quelle: IMPT]

Kapazitive Abstandsmessung

Kapazitive Wegsensoren sind in Aufbau, Auswertung und Anwendungsbereich den induktiven Sensoren sehr ähnlich. Als Messeffekt wird die Änderung der Kapazität eines Plattenkondensators genutzt,

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{s} \quad \text{mit}$$

(3.27)

Bezeichner	Bedeutung
ϵ_r	relative Permittivitäts- oder Dielektrizitätszahl,
ϵ_0	elektrische Feldkonstante,
A	wirksame Plattenfläche,
s	Plattenabstand.

Zur Messung können Änderungen der Plattenfläche, des Abstands und der Permittivität herangezogen werden, was eine Vielzahl von Ausführungen für kapazitive Sensoren erlaubt. Bevorzugt werden auch hier Differenzanordnungen verwendet. Kapazitive Sensoren sind praktisch unempfindlich gegenüber Temperaturschwankungen und auch bei hohen Temperaturen einsetzbar. Bild 3.49 zeigt einige mögliche Konfigurationen für kapazitive Sensoren. Die Auswertung des Sensorsignals erfolgt ähnlich wie bei induktiven Sensoren, hier allerdings mit konstanter Induktivität und variabler Kapazität. Daneben werden auch Brückenschaltungen realisiert, wie in 3.5.1 dargestellt. Typische Eigenschaften von kapazitiven Wegsensoren zeigt Tabelle 3.5.

Tabelle 3.5 Typische Eigenschaften kapazitiver Wegsensoren

Eigenschaft	Wertebereich
Messbereich:	0,1...10 mm
Auflösung:	0,1...10 nm
Linearität:	0,01 %

Die Nutzung der Permittivitätsänderung ist vorteilhaft, wenn z. B. die Füllhöhe einer Flüssigkeit in einem Behälter bestimmt werden soll. Hier kann häufig der Unterschied in der Per-








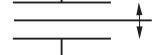

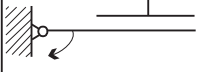
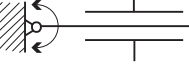



	Bewegung relativ	Einzelplatte		Mehrfachplatte Einzelkapazität
		Einzelkapazität	Differenzialsystem	
Änderung der Fläche A	LINEAR			
	DREHEND			
Änderung des Abstandes s	LINEAR			
	DREHEND			
Änderung der Permittivität	LINEAR			

Bild 3.49 Konfigurationsmöglichkeiten von kapazitiven Sensoren (nach [Juc90])

mittivität zwischen Flüssigkeit und Luft ausgewertet werden. Auch für hochgenaue Abstandsmessungen sind kapazitive Sensoren einsetzbar. Wird die Abstandsänderung als Änderung des Plattenabstandes ausgewertet, ist zu beachten, dass der Plattenabstand mit dem Faktor $1/s$ in die Bestimmung der Kapazität eingeht und damit eine nichtlineare Abhängigkeit vorliegt. Dadurch erhöht sich die Kapazität gerade mit sich verringernden Abständen deutlich. Auch die Ausnutzung der Flächenveränderung ist möglich, wenn beispielsweise zwei Kondensatorplatten gegeneinander verschoben werden. Hervorzuheben ist die Möglichkeit, durch geschickte Gestaltung der Plattengeometrie nahezu beliebige Kennlinien erzeugen zu können. Die Darstellung in Bild 3.49 zeigt grundsätzliche Kondensatoraufbauten als Differentialkapazität oder als Mehrfachplatte, bei der die Platten fingerförmig ineinandergreifen.

3.3.4 Optische Triangulation

Unter **Triangulationssystemen** versteht man Aufbauten, die durch Nutzung von trigonometrischen Zusammenhängen eine Messung von Abständen erlauben. Die Triangulationsverfahren werden schon seit Jahrhunderten zur Vermessung eingesetzt. Heute unterteilt man gemäß [Wio01] die im technischen Bereich eingesetzten Verfahren in zwei Gruppen, die passiven und die aktiven Systeme.

Passive Systeme arbeiten mit einer oder mehreren Kameras, deren aufgenommene Bilder ausgewertet werden, um Abstände zu ermitteln.

Die **aktiven Systeme** beruhen darauf, strukturiertes Licht auf die Oberfläche des zu vermessenden Objektes zu projizieren. Dabei werden unterschiedliche Dimensionen der Lichtstruktur unterschieden:

Im eindimensionalen Fall wird die Oberfläche punktförmig bestrahlt und der Abstand aus den geometrischen Verhältnissen zwischen Lichtquelle und Empfänger berechnet. Die zwei-

dimensionale Beleuchtung projiziert eine Linie auf die Oberfläche und im dreidimensionalen Fall sind es z. B. komplex strukturierte Muster, mit denen die Oberfläche bestrahlt wird.

Im Folgenden soll nur der einfache, eindimensionale Fall näher erläutert werden, vgl. Bild 3.50. Eine Laserquelle strahlt fokussiertes Licht senkrecht auf eine Oberfläche. Das diffus gestreute Licht wird von einem unter dem Winkel β angeordneten Empfänger erfasst. Nähert sich die Oberfläche dem Sensor, wird unter einem anderen Winkel zurückgestreutes Licht vom Sensor aufgenommen. Der Empfänger besteht aus einem Linsensystem zur Fokussierung und einem positionsempfindlichen Detektor. Die Wanderung des reflektierten Lichtpunktes über den Sensor wird zusammen mit der Kenntnis über den Winkel β und die geometrische Anordnung der Komponenten für die Bestimmung des Abstandes genutzt. Es ist leicht verständlich, dass die reflektiven, aber auch die streuenden Eigenschaften der Oberfläche für die Auswertung von großer Bedeutung sind, siehe [OYB09] exemplarisch für einen HOKUYO®-Scanner. Sehr stark spiegelnde, wenig streuende Oberflächen oder aus dem Volumen streuende Probekörper (Leiterplatten) stellen große Herausforderungen dar.

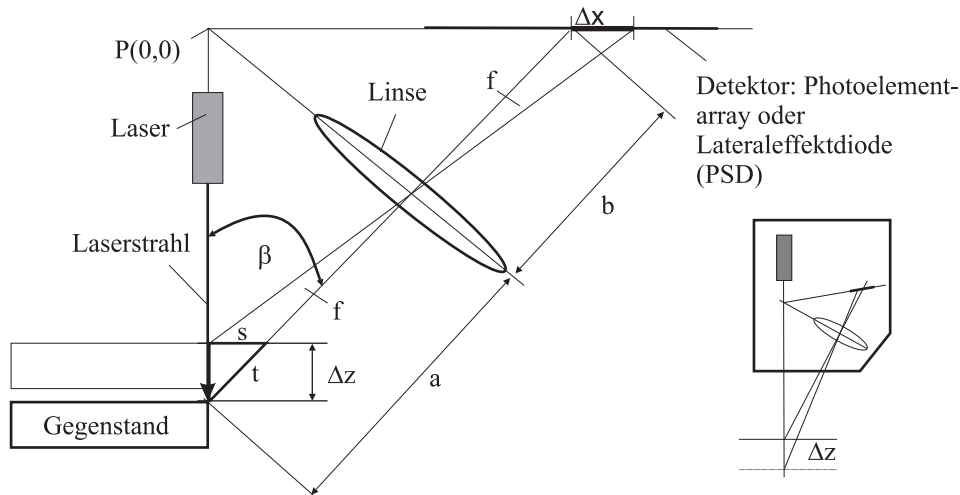


Bild 3.50 Geometrische Zusammenhänge der eindimensionalen Lasertriangulation [Sta05]

Im dargestellten Beispiel in Bild 3.50 ist der Empfänger unter einem Winkel β zum einfallenden Laserstrahl angeordnet.

Es bedeuten:

Bezeichner	Bedeutung
f	Brennweite der Linse,
β	Winkel zwischen Laserstrahl und Bildstrahl,
a	Ausgangsentfernung des Gegenstandes zum Linsenmittelpunkt (Gegenstandsweite),
b	Ausgangsentfernung des Bildes zum Mittelpunkt der Linse (Bildweite),
Δz	zu messende Verschiebung des Gegenstandes,
Δx	Verschiebung des Bildes auf dem Detektor,
s	Hilfsgröße (parallel zu Δx) und
t	Hilfsgröße (Hypotenuse im Dreieck).

Im Folgenden wird der Zusammenhang zwischen der Verschiebung des Sensors und der Veränderung des Bildes auf dem Sensor dargestellt.



Eine notwendige Voraussetzung für eine optimale Abbildung auf dem Sensor ist, dass sich die drei folgenden Geraden in einem Punkt $P(0,0)$ schneiden, nämlich der Laserstrahl, die Detektor-Achse und die Verlängerung der Linsenachse. Dieser Zusammenhang wird auch als SCHEIMPFLUG-Bedingung bezeichnet, vgl. auch [Sta05], [DN15], [iee14] und [Pop05].

Betrachtet man das Dreieck mit den Seiten s , t und Δz so gilt

$$t = \frac{\Delta z}{\cos(\beta)}, \quad (3.28)$$

$$s = \sin(\beta) t = \frac{\sin(\beta) \Delta z}{\cos(\beta)}. \quad (3.29)$$

Unter Verwendung des Strahlensatzes und Gln. (3.28) sowie (3.29) resultieren folgende Zusammenhänge

$$\frac{\Delta x}{s} = \frac{b}{a-t}, \quad (3.30)$$

$$\Delta x = \frac{b \sin(\beta) \Delta z}{a \cos(\beta) - \Delta z}, \quad (3.31)$$

$$\Delta z = \frac{\Delta x a \cos(\beta)}{b \sin(\beta) + \Delta x}. \quad (3.32)$$

Die Verschiebung Δz kann also unter der Voraussetzung, dass die Ausgangsgeometrie (a, b, β) bekannt ist, aus der Verlagerung des Lichtpunktes auf dem Detektor um Δx bestimmt werden. Bei diffuser Rückstreuung des Lichtes wird für gewöhnlich das Laserlicht senkrecht zur Oberfläche eingestrahlt, wohingegen bei spiegelnden Oberflächen eine Einstrahlung unter einem Winkel ungleich 90° gewählt wird, wie Bild 3.51 zeigt.

■ 3.4 Geschwindigkeits- und Winkelgeschwindigkeitssensoren

Um Geschwindigkeiten messtechnisch zu erfassen, haben sich verschiedenste Verfahren etabliert: Die Möglichkeiten reichen von der Ermittlung des Geschwindigkeitssignals durch zeitliche Ableitung aus einem aufgenommenen Wegsignal über die Anwendung von Sensorprinzipien, die direkt die Geschwindigkeit erfassen, bis hin zur zeitlichen Integration eines Beschleunigungssignals. Letzteres ist jedoch in der Regel stark driftbehaftet, sodass zusätzliche Kompensationsverfahren erforderlich sind.

In vielen Fällen erscheint es naheliegend, das Sensorsignal eines bereits bestehenden Wegmessensors zu nutzen, um aus dessen zeitlicher Änderung das Geschwindigkeitssignal ohne zusätzliche Sensorik zu bestimmen. Stehen analoge, zeitkontinuierliche Positionssignale

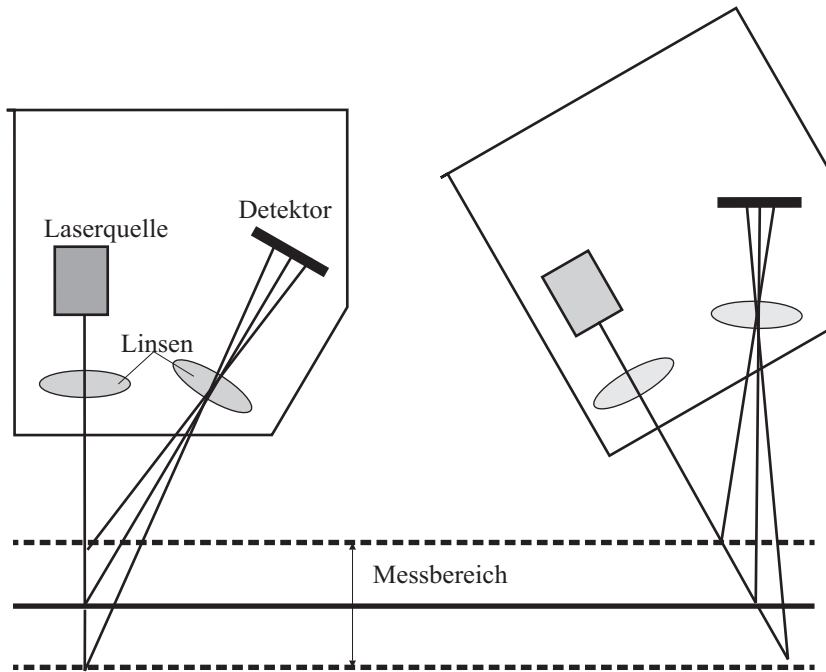


Bild 3.51 Links: Senkrechte Beleuchtung bei diffuser Rückstrahlung; Rechts: Bestrahlung unter einem Winkel bei reflektierenden Oberflächen nach [Alt13]

zur Verfügung, kann dieses durch elektronische Differentiation des Signals geschehen. Das genannte Vorgehen birgt jedoch die Gefahr, dass dem Signal überlagerte Rauschanteile oder Messfehler zu stark fehlerbehafteten Ausgangssignalen führen. Neben der Bestimmung durch Differentiation bei zeit- und wertkontinuierlichen Messwerten ist es bei zeit- und wertdiskreten Daten möglich, durch Bildung des Differenzenquotientens (siehe auch Abschnitt 7.2.1) eine Berechnung der Geschwindigkeit vorzunehmen.

Im Folgenden werden in Abschnitt 3.4.1 Tachogeneratoren zur Drehzahlmessung vorgestellt. Zur Messung der Drehrate sind heute mikrotechnisch hergestellte Sensoren im Einsatz, die darauf beruhen, die Coreoliskraft zu nutzen, vgl. Abschnitt 3.4.2. Die in Abschnitt 3.4.3 behandelten Laservibrometer kommen zur Anwendung, wenn bestimmt werden soll, mit welcher Frequenz mechanische Komponenten schwingen.

3.4.1 Tachogeneratoren

Eine direkte Erfassung des Geschwindigkeitssignals ist mittels eines Tachogenerators möglich. Es werden die Änderung des magnetischen Flusses Φ und die Induktionsspannung u_i einer Spule über eine Differentiation gemäß Induktionsgesetz miteinander verknüpft:

$$u_i = -n \frac{d\Phi}{dt} = -n \frac{d(BA)}{dt} = -nBl \frac{dx}{dt} = -nBlv. \quad (3.33)$$

In Gl. (3.33) stehen u_i für die induzierte Spannung, n für die Windungszahl der Sensorspule, B für die Flussdichte, A für die vom Fluss durchsetzte Fläche, l für eine Seite dieser Fläche und $\frac{dx}{dt} = v$ für die Geschwindigkeit. Im Tachogenerator rotiert ein an einer Welle fixierter Dauermagnet mit der Wellendrehzahl. Eine den rotierenden Magnet umschließende Spule erfasst den mit der Drehzahl alternierenden Fluss.

Den prinzipiellen Aufbau eines Wechselspannungs-Tachogenerators zeigt Bild 3.52. Je nach Tachogeneratortyp können Geschwindigkeiten von bis zu 10.000 Umdrehungen/Minute erfasst werden. Der Tachogenerator wird zur Drehzahlmessung und -regelung von Motoren eingesetzt. Die drehzahlabhängige Induktionsspannung bringt es mit sich, dass eine Erfassung langsamer Drehbewegungen erschwert ist.

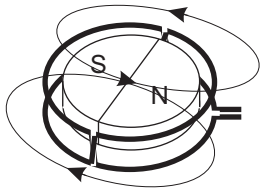


Bild 3.52

Prinzipieller Aufbau eines Wechselspannungs-Tachogenerators

3.4.2 Drehratensensoren

Die Sensoren zur Messung von Winkelgeschwindigkeiten werden als **Drehratensensoren** bezeichnet. Es lassen sich Drehratensensoren unterscheiden, die auf der Nutzung des Prinzips der CORIOLIS-Kraft basieren und andere, die als optische oder mechanische Kreiselssysteme aufgebaut sind. Im Folgenden soll das mikrotechnisch umsetzbare Prinzip der die CORIOLIS-Kraft nutzenden Drehratensensoren behandelt werden.

Drehratensensoren unter Nutzung der CORIOLIS-Kraft

Werden die Arme einer Stimmgabel so in Schwingung versetzt, dass ihre Bewegung gegenläufig ist, dann wirkt die CORIOLIS-Kraft auf die beiden Arme, wenn man die Stimmgabel um ihre Achse dreht (siehe Bild 3.53a). Die CORIOLIS-Kraft ist gegeben als

$$F_c = 2m(\boldsymbol{\omega} \times \boldsymbol{v}), \quad (3.34)$$

wobei $\boldsymbol{\omega}$ der Winkelgeschwindigkeitsvektor, \boldsymbol{v} der Geschwindigkeitsvektor der sich bewegenden Arme ist und m für die bewegte Masse steht. In der beschriebenen Anordnung sind die Vektoren der Winkelgeschwindigkeit und der Geschwindigkeit der Arme senkrecht zueinander ausgerichtet und damit lenkt die CORIOLIS-Kraft die beiden Arme jeweils in entgegengesetzte Richtung senkrecht zu den Vektoren \boldsymbol{v} und $\boldsymbol{\omega}$ aus und überlagert eine Deformation der Arme. Da die Kraft proportional zur Drehrate ist, kann diese über die überlagerte Verformung ausgewertet werden.

In vielen kompakten tragbaren Geräten (z. B. Smartphones), in Kraftfahrzeugen oder in den Bedienelementen von Spielkonsolen sind Drehratensensoren integriert. Die hohe Integrationsdichte von MEMS (**M**icro **E**lectro **M**echanical **S**ystem – elektromechanisches Mikrosystem) erlaubt sowohl eine kostengünstige Massen-Produktion als auch eine platzsparende Realisierung. Die integrierten Sensoren werden dem Stimmgabelprinzip entsprechend ausgeführt. Zur Erzeugung der Geschwindigkeit \boldsymbol{v} werden durch elektrostatische Aktoren zwei Arme in gegensinnige Oszillationen versetzt. Bei Auftreten einer Drehung des Systems mit Drehachse

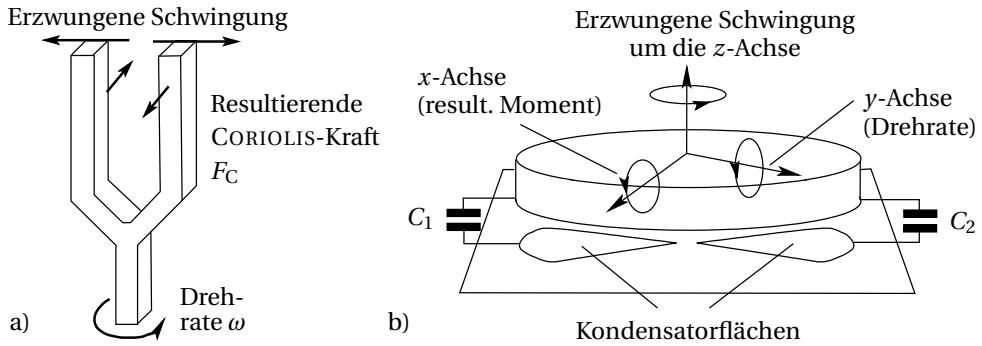


Bild 3.53 a) Stimmgabel; b) Scheibenförmiger Drehratensensor

senkrecht zur Oszillation werden die Arme des Oszillators durch die wirkende Kraft verformt und die Deformation wird sensorisch erfasst. Eine weitere Art der Realisierung besteht darin, den Oszillator als Scheibe auszuführen (siehe Bild 3.53 b). Wird die oszillierende Scheibe einer Drehbewegung um die y -Achse senkrecht zur Scheibenachse ausgesetzt, wirkt ein Drehmoment auf die Scheibe und es kommt zur Verkipfung um die x -Achse. Beide Ausführungen der oszillierenden Sensoren lassen sich als Mikrosystem realisieren, indem die Komponenten in Silizium strukturiert werden. Es ist so möglich, die Antriebselemente durch elektrostatische Aktoren zu realisieren, die Rückstellung der beweglichen Komponenten über Siliziumfeder-elemente zu bewerkstelligen und aufgrund der fehlenden kontinuierlichen Drehbewegung die Lagerungen als Festkörperlager in Silizium auszuführen. Die Auswertung als Resultat der CORIOLIS-Kraft beziehungsweise des wirkenden Momentes ist ebenfalls durch elektrostatische Sensoren möglich. Bild 3.54 zeigt die entsprechende Realisierung in MEMS-Technologie.

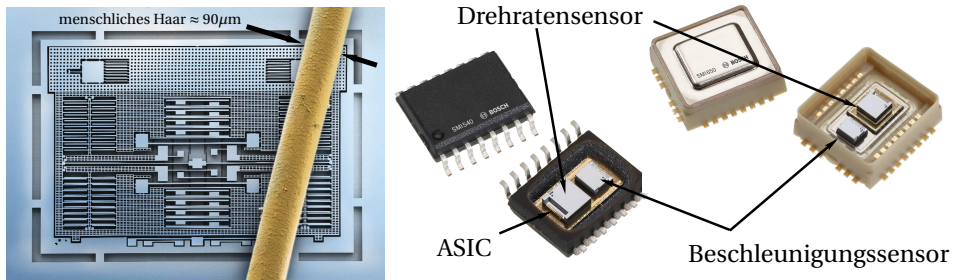


Bild 3.54 Elektronen-Mikroskop-Aufnahme eines MEMS Beschleunigungssensors (menschliches Haar $\approx 90\mu\text{m}$) und Kombi-MEMS Inertialsensoren (Drehrate & Beschleunigung) [Quelle: Bosch]

3.4.3 Laservibrometer

Die optische Methode, die dem **Laservibrometer** zugrunde liegt, um beispielsweise die Geschwindigkeit einer schwingenden Membran zu ermitteln, basiert auf der Nutzung des DOPPLER-Effektes.

Ein Laserstrahl wird dazu auf die Oberfläche des zu vermessenden Objektes gerichtet und an der Oberfläche reflektiert. Aufgrund des DOPPLER-Effektes kommt es zu einer Frequenzverschiebung des reflektierten Strahls im Vergleich zum auftreffenden Laserlicht. Bei Entfernung des Objektes von der Lichtquelle verringert sich die Frequenz, bei Annäherung kommt es zu einer Erhöhung der Lichtfrequenz. Die DOPPLER-Frequenzverschiebung ergibt sich als

$$\Delta f = 2 \frac{v}{\lambda}. \quad (3.35)$$

Das bedeutet, die Frequenzverschiebung berechnet sich aus der Geschwindigkeit des Objektes v , beispielsweise der Membran, und der Wellenlänge des Laserlichts λ . Um die Frequenzverschiebung zu ermitteln, werden Interferometer eingesetzt, die den Ausgangsstrahl und den reflektierten Strahl überlagern [Pol15].

■ 3.5 Beschleunigungs- und Winkelbeschleunigungssensoren

In modernen Kraftfahrzeugen ist heute auf Beschleunigungssensoren als Teil des Insassenschutzsystems nicht mehr zu verzichten. Die Sensorik ist permanent aktiv, um jederzeit die Beschleunigungen zu ermitteln und auszuwerten. Im Falle eines Aufprallunfalls wird als Folge der Airbag zeitlich so ausgelöst, dass der Kopf der Insassen, der nach vorn oder zur Seite geschleudert wird, in den aufgeblasenen Luftsack eintauchen kann. Um die Zuverlässigkeit des Systems zu erhöhen, werden die Systeme redundant ausgelegt und ihre Funktion automatisch überprüft.

Nicht nur im Automobilbereich, auch in vielen Produkten der Unterhaltungselektronik oder in Smartphones sind Beschleunigungssensoren verbaut, um zusätzliche Informationen aus den Bewegungen des Gerätes für die Steuerung zur Verfügung zustellen. In mit Festplatten ausgestatteten mobilen Geräten befinden sich Beschleunigungssensoren, um bspw. ein Herunterfallen zu detektieren und die Festplatte vor dem Aufprall auf dem Boden in einen sicheren Modus zu bringen. Die genannten Anwendungen profitieren davon, dass durch den Einsatz mikrotechnischer Produktionsverfahren miniaturisierte Sensoren hergestellt werden können und durch die großen Stückzahlen zudem die Produktion kostengünstig möglich ist. Heute existieren zahlreiche Mikrosensoren sowohl für lineare als auch für Winkel-Beschleunigungen. Im Folgenden werden die Grundlagen der auf dem Feder-Masse-Prinzip beruhenden Beschleunigungssensoren in Abschnitt 3.5.1 dargestellt. Darüber hinaus sind auch seltener anzutreffende Messverfahren wie der Ferrarissensor (Abschnitt 3.5.2) und magnetische (Abschnitt 3.5.3) sowie thermische Sensoren (Abschnitt 3.5.4) zur Beschleunigungsmessung erläutert.

3.5.1 Beschleunigungssysteme basierend auf dem Feder-Masse-Prinzip

Da eine direkte Erfassung der Beschleunigung durch Sensoren nicht erreichbar ist, wird die Beschleunigungsmessung auf eine Kraftmessung zurückgeführt. Nach dem ersten Axiom von

NEWTON erhält man die Kraft als Folge der (zu bestimmenden) Beschleunigung a einer Masse m entsprechend dem Gesetz

$$F = ma. \quad (3.36)$$

Wie schon in Abschnitt 3.2 aufgezeigt, gibt es dann wiederum eine Vielzahl von Möglichkeiten, die Kraft zu bestimmen. Damit liegt eine indirekte Messwerterfassung vor, da die Beschleunigung über die Überführung in die physikalische Größe Kraft erreicht wird und am Ende der Wandlungskette steht die Überführung in ein elektrisches Signal (Bild 3.55). In vielen Fällen

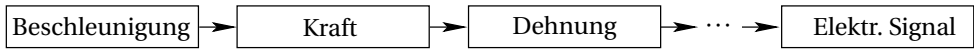


Bild 3.55 Indirekte Methode zur Messung der Beschleunigung

wird ein Feder-Masse System realisiert, so dass der Kraft F eine Federkraft F_c entgegenwirkt. Damit ergibt sich folgende Gleichung

$$F = ma = F_c = -cx, \quad a = -\frac{cx}{m}. \quad (3.37)$$

Es steht F für die als Folge der Beschleunigung resultierende Kraft, m für die seismische Masse, a für die zu bestimmende Beschleunigung, F_c für die Federkraft, c für die Federkonstante und x für den Auslenkungsweg. Wenn noch Dämpfungselemente hinzukommen, ergibt sich das klassische Feder-Masse-Dämpfer-System wie in Bild 3.56 dargestellt.

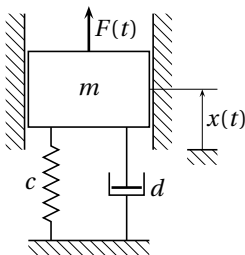


Bild 3.56
Feder-Masse-Dämpfer System

Denkt man sich einen miniaturisierten Sensor so aufgebaut, dass eine Masse am Ende eines Balkens konzentriert wird und der Balken selbst als masselos angenommen werden kann, verformt sich nicht nur der Balken bei Beschleunigung gemäß der Biegelinie, sondern die Masse verkippt auch um den Winkel φ (vgl. Bild 3.57 links und [Neh03]). Um die Verkipfung zu verhindern, kann an beiden Seiten der Masse ein Balkenelement angeordnet werden, was zwar das Problem der Verkipfung löst, eine Auslenkung der Balken wird jedoch durch die zusätzlich zu berücksichtigenden Zugspannungen beeinflusst (vgl. Bild 3.57 rechts und [Neh03]). Um die angeführten Nachteile zu beseitigen, wird eine mäanderförmige Einspannung gewählt, wie sie Bild 3.58 darstellt.

In der mikrotechnischen Realisierung dieser Anordnung wird die seismische Masse über geätzte Federn aus Silizium mit einem Halterahmen – der Referenz – verbunden. Bei Beschleunigung wird die seismische Masse aufgrund der Massenträgheit relativ zum Rahmen verschoben und die Federn werden gespannt. Die wirkende resultierende Kraft wird durch die Verformung der Federn in eine proportionale Auslenkung gewandelt. Durch Auswertung der Federauslenkung kann somit die Beschleunigung indirekt gemessen werden.

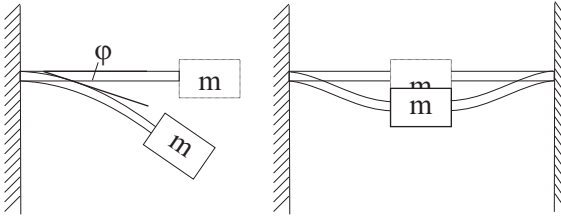
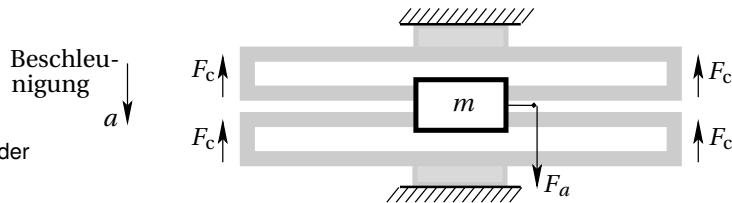


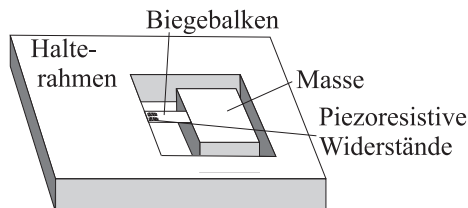
Bild 3.57 Links: Masse am Balkenelement; Rechts: Masse am eingespannten Balken [Neh03]

Bild 3.58
Mäanderanordnung der
Federn [Neh03]

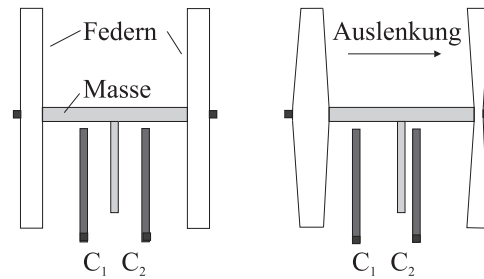


Zur Bestimmung der Federauslenkung stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung. Wie schon im Abschnitt 3.2.1 zur Dehnungsmessung beschrieben wurde, können auf die Federlemente piezoresistive Sensoren aufgebracht werden, die die Dehnung der Federn in ein elektrisches Signal wandeln. Die piezoresistiven Elemente haben den Vorteil, dass ihre Herstellung kompatibel zu den Prozessen zur Herstellung des Feder-Masse-Systems ist und die halbleiterbasierten Elemente eine große Empfindlichkeit zeigen. Bild 3.59 stellt einen Biegebalken mit piezoresistiven Widerständen dar, der die Verbindung bildet zwischen Halterahmen und seismischer Masse.

Bild 3.59
Biegebalken mit piezoresistiven
Widerständen

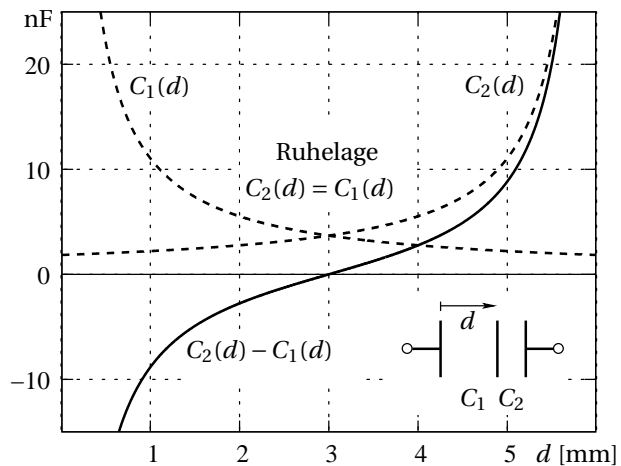


Neben dem piezoresistiven Prinzip kann auch das Verfahren der kapazitiven Wandlung eingesetzt werden. Wie schon in den Ausführungen zur kapazitiven Messung ab Seite 112, wirken sich auf die Kapazität eines Kondensators Änderungen des Plattenabstandes aber auch Veränderungen der Plattenflächen aus. In Bild 3.60 ist eine differentielle, kapazitive Auswertung basierend auf einer Änderung des Plattenabstandes erläutert. Im dargestellten Fall wird eine Platte des Kondensators durch die mit der seismischen Masse verbundenen interdigitalen Elektroden gebildet. Zwei voneinander getrennte Gegenelektroden sind ebenfalls fingerförmig ausgeführt und mit dem Halterahmen verbunden. Im dargestellten Fall wird durch die Auslenkung der Abstand einer Plattenanordnung des Kondensators C_2 verringert und erhöht somit dessen Kapazität. Da der Aufbau in differentieller Form gestaltet ist, reduziert sich gleichzeitig die Kapazität des Kondensators C_1 , dessen Kondensatorplatten sich voneinander entfernen. Die aktiven Flächen und das Dielektrikum bleiben unverändert. Der Nachteil der Auswertung des Plattenabstandes ist in der nichtlinearen Abhängigkeit der Kapazität vom Abstand d zu

**Bild 3.60**

Kapazitive Wandlung mit
Plattenkondensator

sehen. Die differentielle Zusammenschaltung dieser Kondensatoren erlaubt eine Linearisierung des Systems, wie Bild 3.61 zeigt. Eine zweite Möglichkeit, die kapazitive Auswertung tech-

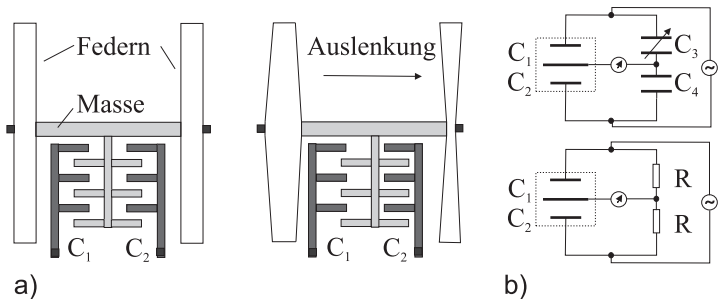
**Bild 3.61**

Linearisierung durch
Differenzbildung der Kapazitäten
 C_1 und C_2

nisch umzusetzen, besteht darin, die Änderung der wirksamen Plattenfläche auszuwerten. Dazu werden wiederum zwei Kondensatoren differentiell angeordnet, wie es Bild 3.62a zeigt. Bei Verschiebung des Rahmens relativ zur seismischen Masse verändern die Finger ihre Lage so zueinander, dass die aktive Plattenfläche auf der einen Seite der seismischen Masse reduziert und auf der gegenüberliegenden Seite erhöht wird. Um die Kapazitätsänderung auszuwerten, kann entweder die Frequenzverschiebung eines L-C-Schwingkreises ausgewertet werden oder man verwendet Brückenschaltungen, wie sie Bild 3.62b darstellt.

Bild 3.62

Differentielle Anordnung
zur kapazitiven
Wandlung: a)
Veränderung der aktiven
Elektrodenfläche, b)
Brückenschaltungen zur
Auswertung





Kapazitive Sensoren werden heute sehr häufig eingesetzt, wenn eine große Robustheit und Verlässlichkeit auch bei hohen Beschleunigungen und resultierenden Beschleunigungskräften erforderlich ist, wie zum Beispiel bei der Aufpralldetektion bei Autounfällen [FDNZ12].

Für eine piezoelektrische Auswertung wird ebenfalls unter Zuhilfenahme einer seismischen Masse die Wandlung der Beschleunigung in ein Kraftsignal erreicht. Die Masse lastet direkt auf dem Piezokristall und bei Beschleunigung bewirkt die Kraft eine Verformung des Kristalls mit der in Abschnitt 3.2.3 beschriebenen Ladungstrennung.

Auch die Detektion von Winkelbeschleunigungen ist mit Feder-Masse-Systemen realisierbar. Eine mögliche Ausführungsform ergibt sich, wenn eine seismische Masse bei Verdrehung eine sich im Zentrum befindende Torsionsfeder spannt. Die Beschleunigung wird damit auch in einen Federweg gewandelt. Die Verformung der Torsionsfeder wiederum kann ebenfalls kapazitiv, piezoresistiv oder auch piezoelektrisch ausgewertet werden.

3.5.2 FERRARIS-Sensor

Ein abweichendes Prinzip zur Messung von Winkel- und Linearbeschleunigungen nutzt der FERRARIS-Sensor. Bild 3.63 stellt einen möglichen Aufbau des FERRARIS-Sensors dar. Eine metallische Platte rotiert über einer Anordnung von Hartmagneten. Durch die Bewegung der Platte relativ zum statischen Magnetfeld werden in der Platte Wirbelströme gemäß dem Induktionsgesetz erzeugt:

$$u_i = - \frac{d\Phi}{dt} . \quad (3.38)$$

Ist die Geschwindigkeit der Platte konstant, bleibt auch die Größe der erzeugten Wirbelströme unverändert. Wird die Scheibe jedoch beschleunigt, führt dieses zu einem Anstieg der sich ausbildenden Wirbelströme. Von den Wirbelströmen werden wiederum Magnetfelder erzeugt, die die Stromlinien umgeben. Die Veränderung der Ströme führt konsequenterweise zu einem sich verändernden Magnetfeld. Das Magnetfeld wird von einer integrierten Spule detektiert und da auch hier das Induktionsgesetz wirkt, wird eine Spannung u_{i*} induziert.



Der Vorteil dieser FERRARIS-Sensor-Anordnung liegt darin, dass nur Spannungen bei Beschleunigung der Platte induziert werden und die Sensorspule daher auch nicht auf das konstante Magnetfeld der Permanentmagneten reagiert [Hil04].

3.5.3 Beschleunigungssensor mit magnetischer Wandlung

Weitere Prinzipien, die jedoch weniger gebräuchlich sind, basieren auch zunächst auf der Umformung des Beschleunigungssignals in ein Kraftsignal, das wiederum in ein Wegsignal umgesetzt wird. Die Auswertung der Verschiebung von seismischer Masse zum Referenzsystem – dem Halterahmen – kann nun auch über magnetische Wandlerprinzipien geschehen. Bei den magnetischen Wandlern wird die seismische Masse mit einem Permanentmagneten bestückt.

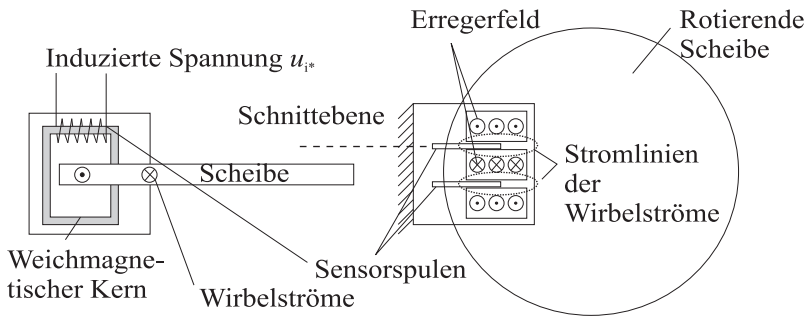


Bild 3.63 Konzept des FERRARIS-Sensors [Hil04]

Das Feld des Permanentmagneten ist nicht homogen, so dass eine Verschiebung relativ zu einem Wandler als Feldänderung oder Flussänderung erfasst werden kann. Für die Erfassung des magnetischen Feldes können HALL-Elemente oder magnetoresistive Elemente eingesetzt werden, die entweder eine feldabhängige HALL-Spannung ausgeben oder ihren Widerstand in Abhängigkeit von der Stärke des Magnetfeldes ändern. Die Flussänderung lässt sich auch induktiv messen, wobei sich bei konstanter Beschleunigung allerdings kein Signal ergibt.

3.5.4 Weitere Beschleunigungssensorprinzipien

Kraftkompensation

Beim Einsatz von kraftkompensierenden Prinzipien wird nicht direkt die Auslenkung der seismischen Masse mittels der schon beschriebenen Sensorik ermittelt, sondern die auf die seismische Masse wirkende Kraft als Folge der Beschleunigung wird durch eine Gegenkraft kompensiert. Die Gegenkraft kann zum Beispiel durch elektromagnetische Felder realisiert werden, die mit weichmagnetischen Materialien wechselwirken, oder durch den Einsatz von elektrostatischen Feldern, durch die die notwendigen Anziehungs- oder Abstoßungskräfte erzeugt werden.

Thermisches Prinzip

Zur Messung von Beschleunigungen kann auch ein thermisches Prinzip genutzt werden, das die Veränderung des Wärmeüberganges zwischen einer Wärmequelle und einer Wärmesenke auswertet.

Wird die seismische Masse als Wärmesenke angesehen und ist die Wärmequelle mit dem Referenzrahmen verbunden, wird die Wärmeübertragung in Abhängigkeit des Abstandes zwischen Quelle und Senke moduliert. Durch Messung der Temperatur der seismischen Masse kann die veränderte Wärmeübertragung in ein elektrisches Signal gewandelt werden.

Neben diesem wurde ein weiteres thermisches Prinzip umgesetzt, das ohne bewegliche Komponenten auskommt und damit eine sehr hohe Schockresistenz erreicht. Im Inneren eines abgeschlossenen, gasgefüllten Volumens wird durch eine elektrische Heizdrahtstruktur das umgebende Gas lokal erwärmt und die Wärme verbreitet sich vom Heizdraht ausgehend. Um den Heizdraht sind Thermoelemente angeordnet. Ohne wirkende Beschleunigung erfassen die Thermoelemente die gleiche Temperatur, da sie im gleichen Abstand vom Heizdraht an-

geordnet sind. Das lokal erwärmte Gas dehnt sich aus und die Dichte ist örtlich reduziert. Bei Beschleunigung bewegen sich die kälteren Gasvolumina aufgrund höherer Dichte gegen die Richtung der Beschleunigung, die wärmeren und damit leichteren werden verdrängt und verschieben sich in Richtung der Beschleunigung. Als Folge messen die Thermoelemente, die in Richtung der Beschleunigung angeordnet sind, höhere und die entgegen der Beschleunigungsrichtung platzierten niedrigere Temperaturen.

Prinzipbedingt haben Thermoelemente eine längere Reaktionszeit und sind damit langsamer als die kapazitiven Sensoren. Daher sind Thermoelemente nicht als Kollisionsdetektoren im Einsatz. Man versucht die Wärmekapazitäten so gering wie möglich zu halten, indem man sowohl Heizer als auch Thermoelemente auf eine perforierte Membran aufsetzt und die Membran vom Substrat freilässt.

Die Reaktionszeit ist ausreichend, um z. B. im Automobilbereich den Fahrzeugüberschlag zu erkennen und zu verhindern („Roll Over Mitigation“) – als Mehrwertfunktion des elektronischen Stabilitätsprogramms [FDNZ12].

Gravimeter

Die Erdbeschleunigung wird mit Gravimetern bestimmt. Neben den auf der Auswertung von Pendelschwingungen beruhenden Gravimetern sind auch Gravimeter bekannt, die auf dem Einsatz von Supraleitern beruhen. Der in einer supraleitenden Spule fließende Strom führt zu einer Abstoßung einer diamagnetischen Kugel. Wird die Kugel über der Spule positioniert, resultiert die Abstoßung in einem Schweben der Kugel. Veränderungen der Erdbeschleunigungen führen zu einer Abstandsänderung zwischen Spule und Kugel, die z. B. kapazitiv ermittelt werden kann [Gwr07].

■ 3.6 Sensoren zur Messung von Temperatur und Strömung

Diese Ausführungen sind zum einen der Messung der **Temperatur** gewidmet. Neben der Bestimmung der Temperatur in der Prozesstechnik, von Komponenten im Auto oder beispielsweise von Prozessoren mit dem Ziel der Regelung oder zur Auslösung von Schutzeinrichtungen, ist die Temperaturbestimmung auch zur Korrektur von Sensoren notwendig, wenn das Ergebnis der Messung temperaturabhängig ist. Zwei hierfür wichtige Messprinzipien sind Gegenstand der folgenden Seiten: Die Thermistoren in Abschnitt 3.6.1 beruhen auf einer Widerstandsänderung, während die Thermoelemente in Abschnitt 3.6.2 eine temperaturabhängige Spannung erzeugen. Auf der Temperaturmessung basierende Prinzipien zur **Strömungsmessung** schließen sich in Abschnitt 3.6.3 an.

3.6.1 Thermistoren

Thermistoren sind Sensoren, bei denen, wie der Name schon andeutet (**therm**(al) **res**istor), eine Änderung der Temperatur eine Widerstands-Änderung zur Folge hat. Grundsätzlich unterteilt man die beiden Gruppen PTC- und NTC-Widerstände.

PTC: Bei den PTC Widerständen steht die Abkürzung für „Positive Temperature Coefficient“, das heißt, dass die Materialien mit einem positiven Temperaturkoeffizienten einen Widerstandsanstieg mit steigender Temperatur zeigen.

Zu den PTC-Widerstandsmaterialien gehören grundsätzlich Metalle. Bei höheren Energien kollidieren thermische Phononen und thermische Elektronen. Diese Zusammenstöße führen zu Streuungen der Elektronen und zu einer Widerstandserhöhung. Der spezifische Widerstand verändert sich dabei proportional zur Temperatur, wobei hier der Tieftemperaturbereich außer Acht gelassen werden soll. Weitergehende Informationen finden sich in [Kit06, BS92].

Über diesen thermischen Widerstandsbeitrag hinaus gibt es jedoch auch temperaturunabhängige Widerstandsanteile, die durch Wechselwirkungen der Leitungselektronen mit Gitterfehlstellen oder mit Fremdatomen entstehen.



Besonders geeignet für die Verwendung als Widerstandsmaterial in metallischen Widerstandsthermometern ist Platin. Vielfach verwendet werden Pt100 Widerstände, bei denen Pt für das verwendete Platin steht und die angefügte Zahl 100 den Widerstandswert in Ω bei einer Temperatur von 0°C angibt. Platin ist deshalb besonders geeignet, da es eine hohe chemische Beständigkeit aufweist, sehr rein herstellbar ist und gut verarbeitet werden kann.

Die Kenndaten von Platinwiderständen sind in der Norm DIN IEC 751 umfassend dargestellt. In diesem Zusammenhang ist auch die Widerstandskennlinie für Temperaturabschnitte durch mathematische Funktionen beschrieben. Für den Bereich von -200°C bis 0°C gilt [Jai10]

$$R(\vartheta) = R_0(1 + A\vartheta + B\vartheta^2 + C(\vartheta - 100^\circ\text{C})\vartheta^3). \quad (3.39)$$

Für Temperaturen zwischen 0°C und 850°C folgen die Sensoren der Kennlinie

$$R(\vartheta) = R_0(1 + A\vartheta + B\vartheta^2). \quad (3.40)$$

Dabei gilt für die Koeffizienten A, B und C:

$$A = 3,90802 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}, \quad B = -5,802 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}, \quad C = -4,2735 \cdot 10^{-12} \text{ } ^\circ\text{C}^{-3}$$

Nach [Jai10] kann man für einen Pt100-Widerstand von einer Empfindlichkeit von $0,4 \text{ } \Omega/\text{K}$ ausgehen (Pt 500: $2,0 \text{ } \Omega/\text{K}$, Pt1000: $4,0 \text{ } \Omega/\text{K}$). Die Norm gibt auch einen mittleren Temperaturkoeffizienten an [Jai10]. Der mittlere Temperaturkoeffizient berechnet sich als Differenz aus dem Widerstand bei 100°C minus den Widerstandswert bei 0°C dividiert durch den Widerstandswert bei 0°C multipliziert mit der Temperaturdifferenz. Für reines Platin erhält man einen mittleren Temperaturkoeffizienten von $3,92510^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. In der Norm wird jedoch ein zu erreichender Wert von $3,85010^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ angegeben. Diese Abweichung ist so zu erklären, dass die geforderten mittleren Temperaturkoeffizienten dadurch entstehen, dass eine gezielte Verunreinigung des Platins vorgenommen wird, um die Auswirkungen möglicher, zufälliger Verunreinigung im Betrieb oder beim Einbau zu reduzieren.

Bei der Auswertung ist zu beachten, dass zur Messung der Widerstände Ströme in den Widerstandsleiter eingespeist werden, die selbst auch eine Einbringung von Energie über die ohmschen Verluste bewirken. Daher ist der Strom möglichst minimal zu halten. Außerdem ist in Betracht zu ziehen, dass auch die Anschlussleitungen Widerstände aufweisen. Deren Einfluss kann reduziert werden, wenn von einer Zweidrahtkontaktierung zu einer **Dreileiter-** oder **Vierleitertechnik** übergegangen wird (siehe Bild 3.64).

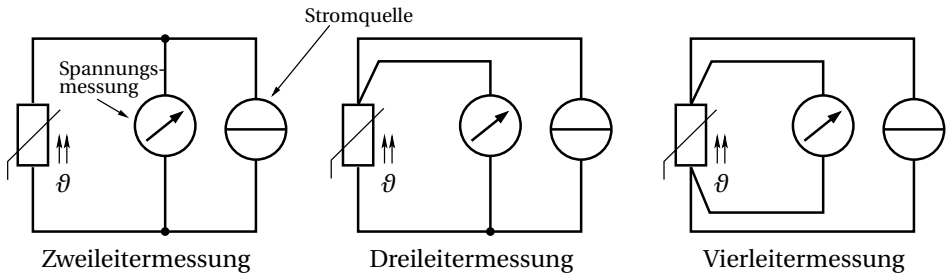


Bild 3.64 Auswertung von Thermowiderständen (am Beispiel eines PTC Widerstands)

Durch die Dreileitertechnik lässt sich die Beeinflussung durch die Zuleitungen verringern, denn man misst einerseits über den Messwiderstand und den Leitungswiderstand, andererseits aber auch separat nur über den Leitungswiderstand, den man dann in der ersten Messung kompensiert.

Bei der Vier-Leitertechnik erreicht man eine Trennung des Stromversorgungspfades von dem zur Messung der am Widerstand abfallenden Spannung. Bei sehr hochohmigen Spannungsmessgeräten fällt dann keine Spannung über die Leitungen der Spannungsmessung ab und das Signal wird nicht durch unterschiedliche Zuleitungswiderstände oder Temperatureinflüsse etc. verfälscht [PH12].

Die Platin PTC-Widerstände können sowohl als Draht ausgeführt sein oder unter Verwendung von strukturierten Platinschichten als Dünnschichtsysteme realisiert werden.

Neben den PTC-Widerständen auf Metallbasis gibt es auch diejenigen, die unter der Verwendung von Keramiken erzeugt werden. Diese Kaltleiter sind Ferroelektrika und bei Raumtemperatur nahezu metallisch leitend, aber oberhalb einer bestimmten Temperatur, der CURIE-Temperatur, steigt der Widerstand sehr stark an. Kaltleitermaterial ist beispielsweise Bariumtitanat. Eine typische Kennlinie sieht man in Bild 3.65a) (siehe auch [Vis05]).

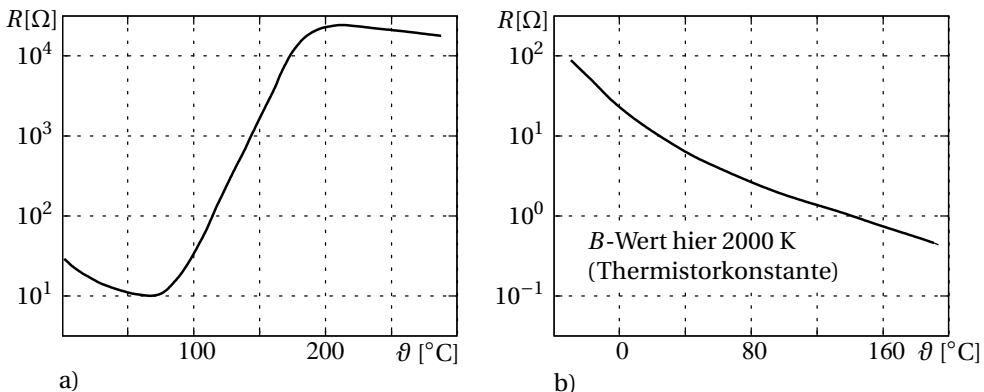


Bild 3.65 Widerstandsverhalten in Abhängigkeit von der Temperatur für einen

a) ferroelektrischen PTC-Sensor [Vis05] b) NTC-Sensor [Epc02]

NTC: Bei NTC-Widerständen (Negative Temperature Coefficient) oder Heissleitern reduziert sich der Widerstand mit steigender Temperatur. Als Material werden Halbleiter verwendet, die auf polykristallinen Oxidkeramiken basieren. Der Widerstand der halbleitenden Keramik nimmt ab, da mit steigender Temperatur mehr Elektronen aus dem Valenz- in das Leitungsband gelangen und den Widerstand absenken (Bild 3.65b)). Dabei ist zu beachten, dass der negative Temperaturkoeffizient der eingesetzten Keramiken den von Silizium um den Faktor fünf übersteigt. Die Leitungsmechanismen der Halbleiterkeramik sind sowohl **extrinsisch** (aufgrund von Fremdatomen im Kristallgitter) als auch **intrinsisch** (aufgrund von Gitterfehlern).

In der Praxis gängig ist die Beschreibung der Widerstandskennlinie mit folgendem Formelzusammenhang [Epc02]:

$$R_T = R_N e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N}\right)} \quad (3.41)$$

mit folgenden Größen:

Bezeichner	Bedeutung
R_T	NTC Widerstand in Ω bei Temperatur T in [K]
R_N	NTC Widerstand in Ω bei Bezugs-Temperatur T_N in [K]
T, T_N	Temperaturen in [K]
B	Thermistorkonstante , materialspezifische Konstante des NTC Thermistors, Größenordnung 3000-4000 K
e	EULER-Zahl ($e \approx 2,71828$)

Eine typische Kennlinie für $B = 2000\text{K}$ stellt Bild 3.65b) dar. Man beachte, dass in Gl. (3.41) die absoluten Temperaturen in K einzusetzen sind. Der Anschaulichkeit wegen ist aber die Kennlinie in Bild 3.65b) über $^{\circ}\text{C}$ aufgetragen.

3.6.2 Thermoelemente

Thermoelektrische Sensoren beruhen auf dem SEEBECK-Effekt, der von T. J. SEEBECK 1821 entdeckt wurde. Heizt man einen Leiter an einem Ende auf, so führt die zugeführte Energie verstärkt zu einer Bewegung der Elektronen. Aufgrund der BROWN'schen Bewegung können die Elektronen schneller vom warmen zum kalten Bereich gelangen als in entgegengesetzter Richtung. Dieses mündet in einer Nettodiffusion der Elektronen vom warmen zum kalten Ende, da die Diffusionsbewegung vom kalten zum warmen Ende geringer ausfällt.

Verbindet man nun zwei Drähte unterschiedlichen Materials miteinander, so sind materialbedingt diese Nettodiffusionen in den Drähten unterschiedlich und es kann eine Spannung an den beiden freien, nicht verbundenen Enden gemessen werden. Der so entstehende thermische Sensor heißt auch **Thermoelement**. Die zu messenden Spannungen liegen im mV-Bereich. Die materialabhängigen SEEBECK-Koeffizienten werden in Bezug zu Platin angegeben. Für Nickel erhält man bei 273 K einen SEEBECK-Koeffizienten von $-15 \mu\text{V/K}$, für Konstantan $-35 \mu\text{V/K}$ und für Bismut $-72 \mu\text{V/K}$. Positive Werte ergeben sich für Kupfer, Gold und Silber mit $6,5 \mu\text{V/K}$, Eisen $19 \mu\text{V/K}$ und für Nickelchrome mit $25 \mu\text{V/K}$. Die Thermospannung ergibt sich als

$$U_{\text{Thermo}} = (S_B - S_A)(T_2 - T_1) = (S_B - S_A) \Delta T. \quad (3.42)$$

Die Variablen S_A und S_B stehen für die SEEBECK-Koeffizienten der beiden Materialien und ΔT entspricht der Temperaturdifferenz zwischen dem warmen (T_2) und dem kalten Ende (T_1) [PPH05].

3.6.3 Sensoren zur Strömungsmessung: Hitzdrahtanemometer

Die Funktion des Hitzdrahtanemometers ist beschreibbar als Abkühlung eines stromdurchflossenen Leiters in Abhängigkeit von einer ihn abkühlenden Strömung. Für die Auswertung sind zwei Verfahren bekannt.

Ein Ansatz besteht darin, den elektrische Strom konstant zu halten und die abfallende Spannung an dem sich aufgrund der Temperaturänderung ändernden Widerstand zu messen. Bei diesem Vorgehen ändert sich mit sich verändernder Strömungsgeschwindigkeit auch die Temperatur des Widerstandes, was zu einer beschleunigten Alterung des Sensors führen kann. In [Elv00] wird darauf verwiesen, dass durch den Einsatz von zwei Hitzdrahtanemometern, eines davon positioniert in der Strömung, aber beide unter Einfluss der gleichen Umgebungstemperaturbedingung, eine Temperaturkompensation erreicht werden kann, die ansonsten nicht ohne zusätzliche Temperaturmessung zu realisieren ist. Auch der Druck ist von Bedeutung, so dass auch dieser zu kompensieren ist.

Den grundsätzlichen Aufbau einer zweiten Variante zeigt Bild 3.66 [Bö8]. Diese Variante ist da-

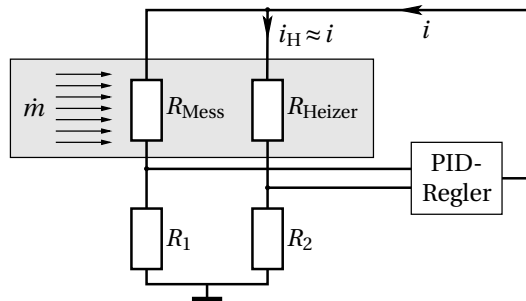


Bild 3.66
Hitzdrahtanemometer nach dem
Konstanttemperatur-Prinzip [Bö8]

durch gekennzeichnet, dass man die Temperatur des Drahtes und des Fluids misst und durch eine Regelung des Stromes i die Drahttemperatur konstant hält, wenn sich die Kühlung durch eine schwankende Strömungsgeschwindigkeit bzw. der Massefluss \dot{m} verändert.

Der Widerstand R_{Mess} erfasst die Temperatur des Fluidstromes. R_{Heizer} wird aufgeheizt, bis eine vorgegebene Solltemperatur erreicht wird, die man dann hält. Der notwendige Heizstrom i ist ein Maß für die Strömungsgeschwindigkeit (da $R_{\text{Mess}} \gg R_{\text{Heizer}}$ gilt, folgt auch $i_H \approx i$).

$$i^2 R_{\text{Heizer}} = l(T_{\text{Heizer}} - T_F)(\lambda_F + \sqrt{2\pi D \lambda_F c_p}(\rho_F v)) \quad (3.43)$$

mit folgenden Größen:

Sonden-Param.	Bedeutung	Fluid-Param.	Bedeutung
l	Länge	ρ_F	Dichte des Fluids
D	Kanaldurchmesser	c_p	spez. Wärmekapazität des Fluids
R_{Heizer}	elektr. Widerstand	λ_F	Wärmeleitfähigkeit
T_{Heizer}	Temperatur von R_{Heizer}	T_F	Fluidtemperatur
		v	Strömungsgeschwindigkeit

Bild 3.67 zeigt einen Aufbau zur Strömungsmessung [Bö8], bei dem zwei Sensoren und ein Heizelement verbaut sind. Die Konfiguration ist in einem By-Pass zur Hauptströmung angeordnet, der eine Teilströmung um ein Laminarflow-Element herumleitet. Dieser Aufbau ist Teil eines Mass-Flow-Controllers wie er beispielsweise zur Kontrolle des Gasflusses in Vakuumsystemen zum Einsatz kommt. R_{Mess} sind die beiden Sensorelemente und R_{Heizer} ist das Heizelement.

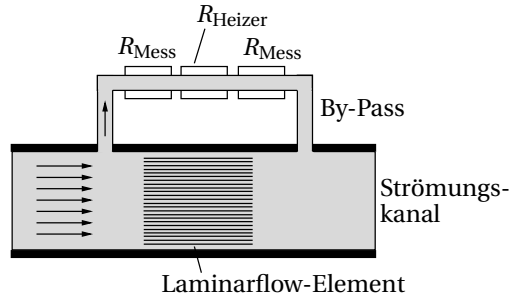


Bild 3.67

Hitzdrahtanemometer als Teil eines Mass-Flow-Controllers [Bö8]

■ 3.7 Ausblick auf weitere Sensoren

In der erneuten Betrachtung von Bild 3.1 fällt auf, dass Sensoren bzw. die Sensordaten zweierlei Ursprung sein können. Man unterscheidet

- **Interne Sensoren** (auch **propriozeptive** Sensoren), die innere Größen messen, wie z. B. Temperatur, Motorposition, usw. und
- **Externe Sensoren** (auch **exterozeptive** Sensoren), die den Umweltzustand im Bezug auf das mechatronische System wahrnehmen und damit eine Interpretation und Interaktion mit der Umwelt ermöglichen.

Des Weiteren ist für beide Fälle noch folgende Unterscheidung zweckmäßig:

- **Passive Sensoren** nutzen die Umgebungsenergie für die Messung. Ein Beispiel sind Kamerasysteme, wenn keine zusätzliche aktive Beleuchtung benötigt wird.
- **Aktive Sensoren** übertragen/senden Energie an die Umgebung, um eine Messung auszuführen. Beispiele sind Ultraschall oder Radar.

Die bisherigen Ausführungen haben vornehmlich von internen Sensoren gehandelt. Dieser Ausblick behandelt nun in knapper Form externe Sensoren, die man insbesondere für Aufgaben im Zusammenhang mit autonomen Systemen und Robotik benötigt, um „intelligente Mobilitäts- und/oder Manipulationsfunktionen“ umzusetzen. Typische Beispiele sind Aufgaben der Navigation, Objekterkennung, Greiftechniken und Bahnplanung.

Die Sensorentwicklung und deren Miniaturisierung schreitet rasant voran. Beflügelt wird diese Entwicklung durch den Fortschritt in Fertigungstechnologien und dem 1965 aufgestellten (und prinzipiell nachwievor gültigen) MOORE'schen Gesetz, wonach sich die Digitaltechnik bezüglich Rechengeschwindigkeit und Speicherdichte alle 18–24 Monate verdoppelt.

Wesentliche Treiber für die Sensorentwicklung sind die Konsumerelektronik, die Automobilindustrie und der allgemeine Trend zu einer immer stärkeren (intelligenten) Vernetzung von Komponenten. Gängige Schlagbegriffe in diesem Zusammenhang sind Industrie 4.0, „Cyber Physical Systems“ und das „Internet der Dinge“ (IoTS = Internet of Things and Services).

Internet der Dinge: In einer Gartner-Studie aus dem Jahr 2013 („*Forecast: The Internet of Things, Worldwide, 2013*“) wird vorausgesagt, dass die Anzahl der installierten Einheiten im IoTS auf über 26 Mrd. in 2020 ansteigen wird (ohne PCs, Tablets und Smartphones). Die größten Einsatzfelder für diese vernetzten Sensoren sind im Bereich medizinischer Geräte, der Industrieautomation und Robotik, in der Landwirtschaft und bei Überwachungsaufgaben, z. B. auf Straßen-, Schienen- und Wasser- sowie Energieverteilungssystemen zu erwarten.

Konsumerelektronik: Hier sind insbesondere die Smartphones zu nennen, bei denen – plakativ ausgedrückt – nur noch das Icon an die ursprüngliche „Primärfunktion“ des Telefonierens erinnert. Sie verfügen über enorme Rechenleistungen und gepaart mit einem großen Spektrum an Sensoren decken sie nahezu alle Modalitäten ab (Sehen, Hören, Riechen, Orientierung und Gleichgewichtssinn) und ermöglichen damit eine Vielfalt an diversen Funktionen. Besonders prägend neben Wettbewerbsdruck und Schnelllebigkeit der Branche sind der Kostendruck und der Bedarf zur Miniaturisierung, um den hohen Integrationsgrad zu erfüllen. Sensoren werden vor allem für die Darstellung eines stetig wachsenden Funktionsumfangs, für das Energiemanagement und die intuitive Bedienung, z. B. mit Sprach- und „Wischtechnik“ benötigt. Auch auf die Gefahr hin, dass die Übersicht schnell veraltet sein kann, illustriert Tabelle 3.6 einige der heute existierenden Sensoren und Funktionen in Smartphones.

Ein anderes Beispiel ist die Spielkonsole-Industrie, die zunächst eine massive Weiterentwicklung dedizierter Grafikprozessoren zur Folge hatte und die nun seit einigen Jahren zunehmend Sensoren für erweiterte Interaktionsmöglichkeiten nutzt. Beispiele sind die haptische Interaktion und das Spiel in einer virtuellen Realität (virtuelle Immersion). Zum Einsatz kommen dafür Inertialsensoren (MEMS, Drehrate, Beschleunigung) und 3D-Umfeldsensoren, die nicht nur ein Bild, sondern zu jedem Pixel auch die Entfernungsinformation liefern. Gängig sind sog. Time-of-Flight Kameras oder die in Abschnitt 3.3.4 erwähnten 3D Triangulationssysteme, die eine (nicht visuell sichtbare) Lasermusterstruktur projizieren und mit einem Kamerasystem auswerten (z. B. Kinect). Diese Sensoren halten nun auch Einzug in weitere Domänen, z. B. bei den aufkommenden „kollaborierenden Robotern“.

Automobilindustrie: Der Automobilbereich hat einige Paradebeispiele für mechatronische Systeme hervorgebracht und wirkt als enormer Technologietreiber. Hohe Lebensdauer, Robustheit und Zuverlässigkeit sind hier gepaart mit einer hohen Erwartungshaltung vonseiten der Kunden / Gesellschaft hinsichtlich Funktionalität, Sicherheit und Erschwinglichkeit.

Im modernen Automobil sind Hunderte von Sensoren – davon alleine bis zu 50 in MEMS-Technologie – zu finden, deren Daten von 50–100 Steuergeräten verarbeitet werden.

Bild 3.68 illustriert einige aktuelle Fahrerassistenzsysteme. Die Umsetzung der aufgelisteten Funktionen erfordert im Allgemeinen eine Kombination diverser Sensoren. Typische Umfeldsensoren sind dabei Multifunktionskameras, Stereo-Kameras, Ultraschallsensoren, Lidar- und Radarsensoren. Bei den Radarsensoren unterscheidet man Nah-, Mittel- und das Fernbereichsradar (vgl. Tabelle 3.7).

Die Bedeutung von Fahrerassistenzsystemen steigt stetig – seit 2014 kann ein Fahrzeug die Bestnote von fünf Sternen im Rahmen des Euro NCAP Bewertungsschemas nicht mehr ohne mindestens ein Fahrerassistenzsystem erhalten. Über einen längeren Zeitraum betrachtet werden Fahrerassistenzsysteme per inkrementeller Einführung zum „Automatisierten Auto“ führen. Tabelle 3.8 gibt zusätzlich einen Überblick über allgemeine automotiv Funktionen und die dafür typischerweise eingesetzten Sensoren.

Tabelle 3.6 Auswahl von Sensoren und Funktionen in Smartphones [Bie14]

Sensor	Funktion und Kurzbeschreibung
Barometer	Dieser dient der Messung von Höhenunterschieden und unterstützt damit z. B. die Standortbestimmung über GPS. Man verwendet piezoresistive Dehnungsmessstreifen (vgl. Abschnitt 3.2.1).
Beschleunigungssensor	Meist ist dieser als 3-Achsen Beschleunigungssensor ausgeführt (MEMS, vgl. Abschnitt 3.5) und dient der Bewegungserkennung, z. B. für die angepasste Bildschirmausrichtung.
Elektromagnetischer Sensor	Hier kommen HALL-Elemente zum Einsatz (vgl. Ausführungen ab Seite 110), die die Schließung der Hülle erkennen und damit z. B. die Stromaufnahme und die Bildschirmhelligkeit steuern.
Fingerabdrucksensor	Technische Umsetzungen basieren auf Kameras oder auf einem entsprechend strukturierten Kapazitätssensor (siehe z. B. Bild 3.49).
GPS	Es dient der globalen Positionsbestimmung. Zusätzlich nutzt man hier auch die Signalstärke (GSM, UMTS, LTE) und die Standorte der Mobilfunktürme.
Gyroskop	Die zum Einsatz kommenden Drehratensensoren nutzen das Prinzip der CORIOLIS-Kraft (MEMS, vgl. Abschnitt 3.4.2) und dienen z. B. der Richtungserkennung und der angepassten Bildschirmausrichtung.
Helligkeitssensor	Fotodioden messen das Umgebungslicht und regeln damit die Lichtstärke und den Kontrast auf dem Bildschirm.
Luftfeuchtigkeit	Dies erfolgt durch eine Kapazitätsmessung mit Polymer in einem Plattenkondensator (siehe z. B. Bild 3.49).
Magnetometer	Man misst das Erdmagnetfeld in den drei Raumrichtungen und nutzt diesen elektronischen Kompass z. B. in der Fusion mit den Drehratensensoren zur globalen Richtungsbestimmung. Eine ähnliche Datenfusion in einem vereinfachten eindimensionalen Fall findet man in Beispiel 4.14.
Mikrofon	Eine Membran stellt die bewegliche Platte eines Kondensators dar und erfasst die Schwingungen des Schalls. Die Kapazität misst man wie ab Seite 112 erläutert. Mögliche Funktionen sind die Unterdrückung von Hintergrundgeräuschen oder die Spracherkennung. Mit mehreren Mikrofonen ausgestattet gelingt auch die Ortung von Geräuschquellen.
Näherungssensor	Per Infrarot-Sensor lässt sich erkennen, ob der Benutzer telefoniert.
Touchscreen	Ein kapazitives Sensorarray erfasst die Fingerbewegungen und ermöglicht vielfältige Bedienungsfunktionen (Wischen, Tippen, Vergrößern, usw.)
Temperatursensor	Diesen benötigt man zur Überwachung des Akkus, indem man die Eigenwärme und die Umgebungstemperatur misst (vgl. auch Abschnitt 3.6).
Kamera	Neben der Erstellung von Fotos/Videos sind viele weitere Funktionen möglich. Dazu gehört die Objekt- und Gesichtserkennung, Objektklassifikation, Lokalisierung mittels „visual odometry“ und/oder in Kombination mit anderen Sensordaten (z. B. GPS, Beschleunigungs- und Drehratensensoren), Vermessungsaufgaben, Augmented Reality auf dem Bildschirm und vieles mehr.

Bereits diese kurzen Ausführungen machen deutlich, dass die Einsatzbereiche sehr vielfältig sind. Auf die detaillierte Beschreibung kann hier nicht weiter eingegangen werden und es wird stattdessen auf die entsprechende Literatur verwiesen.

Tabelle 3.7 Radarsensoren im Automobil

Nahbereichsradar (typ. 24 GHz)	Short-Range Radar (SRR) mit einer Reichweite bis 50 m für Assistenzfunktionen zur Darstellung eines virtuellen „Sicherheitsgürtels“ bei geringen Geschwindigkeiten
Mittelbereichsradar (76-77 GHz)	Mid-Range Radar (MRR) mit einer Reichweite von bis zu 80 - 160 m
Fernbereichsradar (76-77 GHz)	Long-Range Radar (LRR) mit einer Reichweite bis zu 250 m und damit geeignet für die Erfassung des Fahrzeugumfelds im höheren Geschwindigkeitsbereich

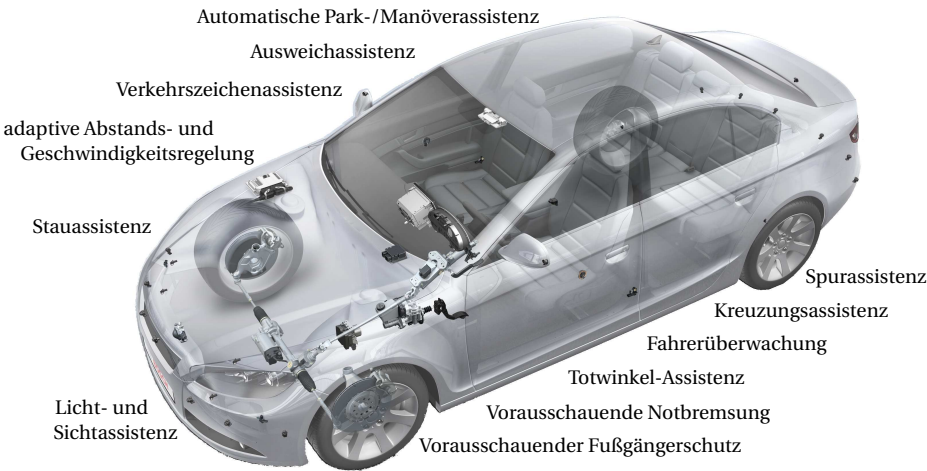


Bild 3.68 Auswahl Fahrerassistenzsysteme [Quelle: Bosch]

Eine Einführung zu allgemeinen Kfz-Sensoren findet sich in [Rei10b], eine Fokussierung auf Fahrerassistenzsysteme stellt [Rei10a] bereit. Eine sehr gute Einführung in Kameratechnologien bietet [HZ04] und einige speziellen Aspekte der Anwendung in der Robotik illustriert [Cor11]. Eine kurze Einführung in das sog. Lochkameramodell stellt auch das Beispiel in Abschnitt 9.5 auf der Homepage zum Buch bereit. Einen Einstieg in Sensortechnologien für allgemeine Robotikanwendungen findet man z. B. in [SK08]. Für den interessierten Leser von Satellitennavigationssystemen wie GPS in Kopplung mit inertialer Sensorik wird [Wen07] empfohlen. Für den Einstieg in die Radarsensorik sei [May08] genannt. Eine kurze Erläuterung des Messprinzips bei Ultraschall-Sensoren ist nun Gegenstand des abschließenden Abschnitts.

Messverfahren auf Ultraschallbasis

Die Wegmessung mittels Ultraschall basiert auf der Messung der Laufzeit eines Ultraschallimpulses. Als Ultraschallwandler werden piezoelektrische Elemente verwendet, welche bei Anlegen einer Spannung deformiert werden (vgl. auch Abschnitt 3.2.3). Durch kurzzeitige Anregung mit einer hochfrequenten Schwingung („Burst“) entsteht ein aus wenigen Schwingungen bestehender Sendepuls (Bild 3.69a), welcher am Messobjekt reflektiert wird. Typi-

Tabelle 3.8 Auswahl| automotiver Funktionen und Sensoren

Klassifikation	Funktion	Sensor-Beispiele
Antriebsstrang	Motormanagement	Druck-, Massefluss-, Klopfsensor
	Motorsteuerung	Gaspedalposition (E-Gas)
	Geschwindigkeitsanzeige	Drehzahlsensorik
Komfort-funktionen	„Wohlbefinden“	Temperatursensor, Feuchtigkeitssensor
	Scheibenwischerregelung	Regensensor
	Einparkhilfe	Ultraschallsensoren, Rückfahrkamera
	Navigationshilfe	GPS, Drehratensensor, Beschleunigungs-sensor
Sicherheits- und Assistenz-funktionen	Fahrdynamikregelung für Querachse (Nicken), Längsachse (Wanken), Hochachse (Gieren)	Drehraten- und Beschleunigungssensoren, Lenkwinkel, Raddrehzahlen, Hochdruck-sensorik, Winkelpositionen, Momentensen-sorik (Lenkung), usw.
	Insassenschutz (z. B. Airbags, Gurtstrafer)	Beschleunigungssensoren, Kraft-sensorik (Sitzbelegerkennung)
	Fahrerassistenz (z. B. adaptive Abstandsregelung)	Radar (Short-, Mid-, Long-Range), Kamera, Stereokamera, Lidar
	Nachtsichtsystem	Aktive und passive Infrarot-Kameras
	Spurassistentz	Kamera, GPS, Inertialsensorik

scherweise verwendet man Frequenzen von 20...200 kHz. Da der piezoelektrische Effekt umkehrbar ist, lässt sich das gleiche Wandlerelement sowohl zum Senden als auch zum Empfangen verwenden.

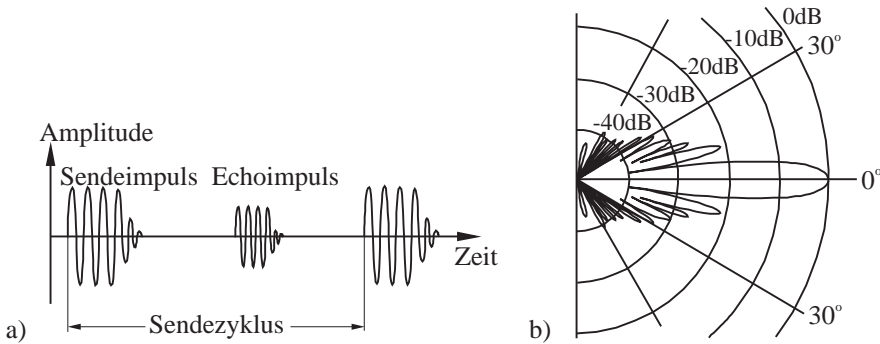


Bild 3.69 Signalbild eines Ultraschallsensors: a) zeitlicher Verlauf des „Burst“ und b) der Strahlungskeule

Als Wandlermaterialien kommen im Allgemeinen Piezokeramiken zum Einsatz (z. B. Bariumtitanat). Weiterhin sind Wandler auf der Basis piezoelektrischer Polymere (PVDF) verfügbar [Dar83]. Die Intensitätsverteilung des Schallfelds eines Ultraschallsensors stellt Bild 3.69b) dar (**Strahlungskeule**). Unmittelbar vor dem Sensor bildet sich eine Zone mit oszillierender Intensitätsverteilung aus. Die Länge r_0 dieser Nahfeld- oder FRESNEL-Zone beträgt etwa

$$r_0 = \frac{D^2}{4\lambda}, \tag{3.44}$$

wobei D für den Durchmesser des Ultraschallschwingers und λ für die Wellenlänge stehen. In einer Entfernung $r \gg r_0$ (Fernfeld- oder FRAUNHOFER-Zone) nimmt die Intensität mit $1/r^2$ ab. In diesem Bereich ist nahezu die gesamte abgestrahlte Energie in einem Kegel mit dem halben Öffnungswinkel α konzentriert

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{0,51\lambda}{D}\right). \quad (3.45)$$

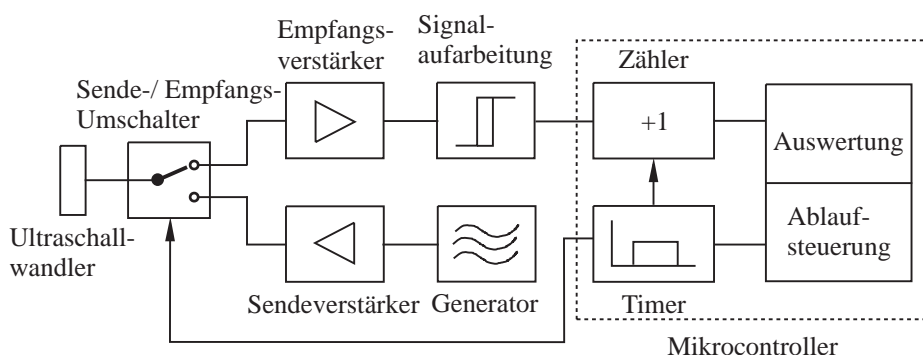


Bild 3.70 Prinzipschaltbild eines Ultraschallsensors

Bild 3.70 zeigt vereinfacht das Prinzipschaltbild eines Ultraschallsensors. Eine Steuereinheit schaltet den Wandler kurzzeitig auf Sendebetrieb und startet gleichzeitig eine Zeitmessung (z. B. durch Inkrementieren eines Zählers mit einer stabilisierten Frequenz). Sofort nach Aussenden des Bursts wird auf Empfangsbetrieb geschaltet. Das eintreffende Echo durchläuft einen Verstärker und eine Signalaufbereitung, welche mindestens aus einem auf die Sendefrequenz abgestimmten **Bandpassfilter** (Schutz vor Fehlmessungen durch Fremdschall, vgl. Abschnitt 4.2.1), und einem Trigger besteht. Das Ausgangssignal des Triggers („Echo empfangen“) stoppt die Zeitmessung. Anschließend kann der Wert ausgelesen und weiterverarbeitet werden.

Die Art der Signalwandlung und der Messvorgang bedingen einige Besonderheiten, die beim Einsatz von Ultraschallsensoren zu beachten sind:

Einfluss von Umgebungsparametern: Die Ausbreitung der Ultraschallwelle erfolgt nach dem bekannten Wellengesetz

$$v = \lambda f, \quad (3.46)$$

wobei v für Ausbreitungsgeschwindigkeit, λ für die Wellenlänge und f für die Frequenz stehen. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v ist abhängig von der Temperatur, der Luftfeuchtigkeit und dem Luftdruck. Letzterer kann bei Arbeiten unter atmosphärischen Bedingungen vernachlässigt werden. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit nimmt sowohl mit der Temperatur als auch mit der Luftfeuchtigkeit zu. Die Schallgeschwindigkeit in Luft beträgt bei 20°C und 1013 hPa etwa $v = 343$ m/s. Für die wesentliche Einflussgröße – die Temperatur – gilt näherungsweise

$$v = v_0 \sqrt{1 + \frac{T}{273}} \quad \text{mit } v_0 = 331,3 \text{ m/s, } T - \text{Temperatur in KELVIN.} \quad (3.47)$$

Das bedeutet, dass die Temperatur in jedem Fall bei der Messung berücksichtigt werden muss. Einige kommerziell verfügbare Ultraschallsensoren besitzen einen integrierten Temperaturfühler und eine automatische Temperaturkompensation. Dann muss aber auch gewährleistet sein, dass die Temperaturverteilung über die Messstrecke konstant ist. Diese Bedingung ist bei längeren Messwegen nur schwer zu erfüllen. Unter Umständen schafft eine normierte Referenzstrecke in unmittelbarer Nähe der Messstrecke Abhilfe.

Wahl der Frequenz: Bei der Wahl der Erregerfrequenz für den Wandler ist ein Kompromiss zwischen Auflösung und Schallabsorption zu schließen. Hohe Frequenzen gestatten wegen der schneller verlaufenden Einschwingvorgänge der Elektronik eine höhere Auflösung. Gleichzeitig nimmt aber die Schallabsorption aufgrund innerer Reibungen im Ausbreitungsmedium mit der Frequenz zu. Das führt dazu, dass insbesondere bei großen Messlängen niedrigere Frequenzen bevorzugt werden. Der möglichen Erhöhung der Sendeenergie setzen die elektrischen Verluste im Wandler Grenzen. Wichtig ist auch der in Gl. (3.45) angegebene Zusammenhang zwischen Öffnungswinkel und Erregerfrequenz. Kleine Öffnungswinkel, d. h. hohe Frequenzen, bieten eine bessere Fokussierung auf das Messobjekt. Im Maschinenbau ist weiterhin zu beachten, dass viele Maschinen ein Maximum in der Schallabstrahlung bei ca. 40 kHz haben. Aus Gründen der Störfestigkeit sollte man diesen Bereich meiden.

Stoffeigenschaften und Geometrie des Reflektors: Trifft eine Schallwelle senkrecht auf eine Mediengrenze, so geht ein Teil des Schalls in das angrenzende Medium über (Transmission), ein anderer Teil wird reflektiert. Das Verhältnis von Reflexion zu Transmission hängt vom Schallwellenwiderstand W der Medien ab. Es gilt

$$W = \rho c \quad (3.48)$$

mit der Dichte ρ und der Schallgeschwindigkeit c . Der für die Abstandsmessung entscheidende Reflexionsfaktor R lautet

$$R = \frac{W_2 - W_1}{W_2 + W_1}, \quad (3.49)$$

wobei W_1 , W_2 den Wellenwiderstand der Medien für den Transmissions- und Reflexionsbereich bezeichnen. Bei Stoffen mit geringer Dichte (z. B. Schaumstoffe, Textilien) wird nur ein geringer Teil der Energie reflektiert; zusätzlich tritt gerade bei diesen Stoffen aufgrund ihrer Oberflächenstruktur auch eine hohe Schallabsorption (Umwandlung in Wärme) auf, so dass diese nur schwer zu detektieren sind. Hersteller geben meist als „Mindestbetätigungsfläche eines Nennelements“ die Objektgröße an, die bei senkrechter Einstrahlung des Schallfeldes gerade noch erkannt wird. Diese Größe hängt von der verwendeten Wellenlänge sowie von der abgestrahlten Schallenergie ab. Das Nennelement reflektiert den Schall (fast) vollständig ($R = 1$). Für die praktische Abschätzung der minimalen Objektgröße sind neben dem tatsächlichen Reflexionsfaktor der Einstrahlungswinkel sowie die Oberflächenbeschaffenheit maßgeblich. Der reflektierte Anteil setzt sich – ähnlich wie bei der Lichtreflexion – aus gerichtet und diffus reflektiertem Anteil zusammen. Diffuse Reflexion findet statt, wenn die Oberflächenrauigkeit größer als ca. $\lambda/4$ ist.