

# Sensormessprinzipien

**In Kraftfahrzeugen arbeiten eine Vielzahl von Sensoren. Als Wahrnehmungsorgan der Fahrzeuge setzen sie variable Eingangsgrößen in elektrische Signale um. Von den Steuergeräten der Motormanagement-, Sicherheits- und Komfortsysteme werden diese Signale für Steuerungs- und Regelungsfunktionen herangezogen. Je nach Aufgabe kommen unterschiedlich Messprinzipien zum Einsatz.**

## Positionssensoren

### Merkmale

Positionssensoren erfassen ein- oder mehrdimensionale Weg- und Winkelpositionen (translatorische und rotorische Größen) unterschiedlichster Art und unterschiedlichster Bereiche. Dazu gehören auch Abstände, Entfernungen, Verschiebungen (engl.: displacement), Füllstände und selbst

kleinste Dehnungen – also alles, was sich in Meter und Winkelgrad messen lässt.

Auf diesem Gebiet wird seit langem schon der Übergang zu nicht berührenden, kontaktfreien Sensoren angestrebt, die keinem Verschleiß unterworfen und damit langlebiger und zuverlässiger sind. Kostengründe zwingen jedoch oft zur Beibehaltung von schleifenden Sensorprinzipien, die für viele Messzwecke ihre Aufgabe noch immer ausreichend gut erfüllen.

Positionsgrößen gehören zu den „extensiven Messgrößen“, bei denen die Messgröße bzw. der Messbereich ganz wesentlich die Größe des Sensors bestimmt (zum Vergleich; „intensive Messgrößen“ sind z. B. Druck und Temperatur). Sensoren für extensive Größen mittleren und größeren Bereichs (z. B. auch Durchfluss- und Kraftsensoren) sind daher zunächst einmal zur Miniaturisierung und damit auch für eine kostengünstige Massenfertigung weniger geeignet. Da dies für Winkelsensoren weit weniger gilt als für Wegsensoren (die Winkelgröße hängt nicht vom Radius bzw. der Schenkellänge ab), werden erstere im Auto deutlich bevorzugt.

Bei extensiven Größen mit großem Messbereich kann jedoch oft die extensive Größe zunächst in eine intensive umgesetzt werden, die sich mittels Mikrosensoren messen lässt. So kann man bei der Durchflussmessung auf eine Durchflussdichtemessung (Teilstrommessung, z. B. 1:100) übergehen, wodurch jedoch das Strömungsrohr essenzieller Bestandteil des Sensors wird, ohne den der Sensor

1 Weg-/Winkelpositionen als direkte Messgrößen	
Messgröße	Messbereich
Drosselklappenstellung im Ottomotor	90°
Fahr-/Bremspedalstellung	30°
Sitz-, Scheinwerfer- und Spiegelposition	
Regelstangenweg und -position in Diesel-Reiheneinspritzpumpe	21 mm
Winkelposition des Mengensteuerwerks in Diesel-Verteilereinspritzpumpe	60°
Füllstand im Kraftstoffbehälter	20...50 cm
Hub des Kupplungsstellers	50 mm
Abstand Fahrzeug – Fahrzeug bzw. Fahrzeug – Hindernis	150 m
Lenk(rad)winkel	±2 · 360° (± 2 Umdrehungen)
Neigungswinkel	15°
Fahrtrichtungswinkel	360°
GPS (Global Positioning System)	360° geogr. Breite
	360° geogr. Länge
	geogr. Höhe
Nahbereichsabstand (US-Einparkhilfe)	1,5 m
Nahbereichsradar (Precrash)	10 m
Außenbereichsvideo	40 m
Fern- und Nahbereichs-IR-Sichtgerät	100 m

2 Weg-/Winkelpositionen als indirekte Messgrößen	
Messgröße	Messbereich
Einfederweg (Leuchtweite, Fahrzeugneigung)	25 cm
Torsionswinkel (Drehmoment)	1...4°
Auslenkung einer Stauklappe (Durchfluss)	30...90°
Auslenkung eines Feder-Masse-Systems (Beschleunigung)	1...500 µm
Auslenkung Drucksensormembran	1...20 µm
Auslenkung Kraftmessfeder (Beifahrergewicht)	10...500 µm

letztendlich nicht getestet und kalibriert werden kann.

Bei Weg- und Abstandssensoren großen Messbereichs (ca. 0,1...150 m) wird die Messgröße mittels Wellenausbreitungssensoren (Schall- und elektromagnetische Wellen) in eine Impuls- oder Phasenlaufzeit umgesetzt, die sich mit vergleichbar kleinen Sende-/Empfangseinrichtungen leicht elektronisch messen lässt. Im Falle der Schallwellen wird dann jedoch das Ausbreitungsmedium (z. B. Luft) sowie das benötigte Zeitnormal (z. B. Schwingquarz) essenzieller Bestandteil der Messrichtung.

### Messgrößenübersicht

Es gibt es eine große Zahl von Anwendungen, in denen Positionen die eigentlichen, direkten Messgrößen sind. Dies zeigt die **Tabelle 1** in einer Übersicht. In anderen Fällen repräsentiert die gemessene Weg-Winkelposition eine andere Messgröße (**Tabelle 2**).

Oft werden in der Praxis auch „inkrementelle Sensorsysteme“ als Winkelsensoren bezeichnet, wie sie vor allem zur Drehzahlmessung verwendet werden. Sie sind keine Winkelsensoren im eigentlichen Sinn. Denn zur Messung eines Ausschlagwinkels müssen die mit diesen Sensoren messbaren Inkremente (Beträge, um die eine Größe zunimmt) vorzeichenrichtig gezählt, d. h. aufaddiert werden. Solche Winkelmesssysteme finden nur begrenzten Einsatz, da der Zählerstand durch Störimpulse bleibend verfälscht werden kann. Feste, detektierbare (feststellbare) Bezugsmarken können aus dieser Zwangslage nur begrenzt heraushelfen. Auch geht solchen Winkelmesssystemen die Absolutlage beim Abschalten der Betriebsspannung verloren. Hier hilft auch kein nichtflüchtiges Abspeichern des Endzustandes, da sich die meisten Winkelpositionen auch im abgeschalteten Zustand mechanisch ändern können (z. B. Lenkwinkel).

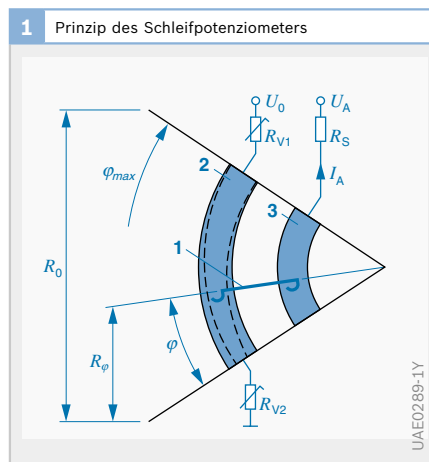
Zwar wird der Kurbelwellenwinkel inkremental gemessen, jedoch wird diese Messung nach jeder Umdrehung durch

eine vom Sensor erkennbare Bezugs- oder Referenzmarke neu justiert, falls eine Störung aufgetreten sein sollte. Hier nimmt man auch in Kauf, dass beim Starten des Motors nicht bekannt ist, in welcher Position die Kurbelwelle steht; sie muss durch den Anlasser erst etwa eine Umdrehung vollführen, damit die Bezugsmarke mindestens einmal passiert wird. Die Kurbelwellenbewegung ist auch sehr monoton, d. h., sie geht immer ziemlich gleichförmig (ohne sprungartige Änderungen) nur in eine Richtung (und zwar vorwärts und nie rückwärts). Man kann also sicher sein, dass nicht mehr als eine Umdrehung falsch erfasst wird.

Bei einem anlasserlosen Sofortstart des Motors könnten – ähnlich wie beim Lenkwinkel – die Nachteile einer inkrementalen Winkelmessung nicht geduldet werden. Hier ist ein Absolutwinkelsensor für einen Bereich von 360 ° notwendig.

### Potenzimetersensoren

Das Schleifpotenziometer – meist als Winkelsensor ausgebildet (**Bild 1**) – nutzt die Entsprechung zwischen der Länge eines Draht- oder Schichtwiderstands (aus „Cermet“ oder „Conductive Plastic“) zu seinem elektrischen Widerstandswert für Messzwecke. Es ist derzeit immer noch der kostengünstigste Weg-/Winkelsensor.



**Bild 1**

- 1 Schleifer
- 2 Widerstandsbahn
- 3 Kontaktbahn
- $I_A$  Schleiferstrom
- $U_0$  Versorgungsspannung
- $U_A$  Messspannung
- $R$  Widerstand
- $\varphi_{max}$  maximaler Drehwinkel
- $\varphi$  Messwinkel

Durch Konturierung (Formgebung) der Messbahnbreite (auch abschnittsweise möglich) kann man die Kennlinienform beeinflussen. Der Schleiferanschluss erfolgt meist über eine zweite Kontaktbahn mit gleicher Oberfläche, jedoch unterlegt mit niederohmigem Leiterbahnmaterial. Zum Schutz gegen Überlastung liegt die Versorgungsspannung meist über kleinere Vorwiderstände  $R_V$  (auch für Nullpunkt- und Steigungsabgleich) an der Messbahn an.

Verschleiß und Messwertverfälschung lassen sich durch einen möglichst wenig belasteten Abgriff ( $I_A < 1 \text{ mA}$ ) und staub- und flüssigkeitsdichte Kapselung verringern. Voraussetzung für geringen Verschleiß ist auch eine optimale Reibpaarung von Schleifer und Bahn; hierbei können Schleifer eine „Löffel-“ oder „Kratzer“-Form haben und sowohl einfach als auch mehrfach, ja sogar in der Form eines „Bessens“ ausgebildet sein.

Einer ganzen Reihe offenkundiger Vorteile steht auch eine beträchtliche Anzahl gravierender Nachteile gegenüber.

#### Vorteile von Potenziometersensoren

- ▶ Niedrige Kosten,
- ▶ einfacher, übersichtlicher Aufbau,
- ▶ sehr großer Messeffekt (Messhub  $\approx$  Versorgungsspannung),
- ▶ keine Elektronik erforderlich,
- ▶ gute Störspannungsfestigkeit,
- ▶ weiter Betriebstemperaturbereich ( $< 250^\circ\text{C}$ ),
- ▶ hohe Genauigkeit (besser 1 % vom Endwert des Messbereichs),
- ▶ weiter Messbereich (fast  $360^\circ$  möglich),
- ▶ problemlose Redundanzausführung,
- ▶ Abgleichbarkeit (Laserablation usw.),
- ▶ flexible Kennlinie (variable Bahnbreite),
- ▶ flexible Montage (ebene bzw. gekrümmte Fläche),
- ▶ zahlreiche Hersteller,
- ▶ schnelle Bemusterung.

#### Nachteile von Potenziometersensoren

- ▶ Mechanischer Verschleiß durch Abrieb,
- ▶ Messfehler durch Abriebreste,
- ▶ Probleme bei Betrieb in Flüssigkeit,
- ▶ veränderlicher Übergangswiderstand von Schleifer zu Messbahn,
- ▶ Abheben des Schleifers bei starker Beschleunigung bzw. Vibration,
- ▶ aufwändige Erprobung,
- ▶ begrenzte Miniaturisierbarkeit,
- ▶ Rauschen.

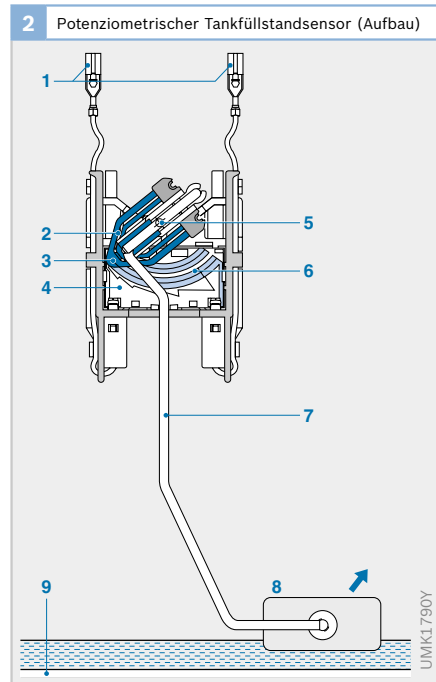
#### Anwendungen

Beispiele für Potenziometersensoren:

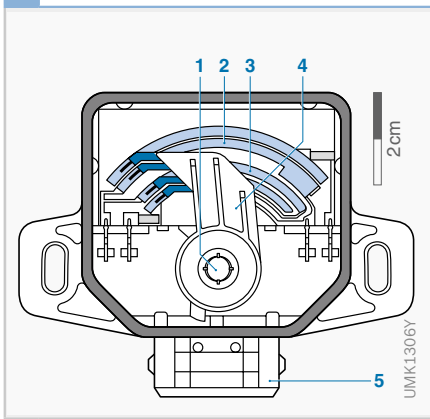
- ▶ Fahrpedalsensor bzw. Fahrpedalmodul zur Erfassung des Drehmomentwunsches für das Motormanagement,
- ▶ Tankfüllstandsensor (**Bild 2**),
- ▶ Stauscheiben-Potentiometer (KE- und L-Jetronic) zur Erfassung der vom Motor angesaugten Luftmenge,
- ▶ Drosselklappenwinkelsensor zur Erfassung der Stellung der Drosselklappe beim Ottomotor (**Bilder 3 bis 5**).

**Bild 2**

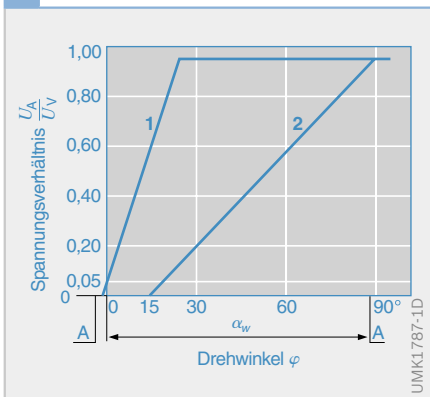
- 1 Elektrische Anschlüsse
- 2 Schleiferfeder
- 3 Kontaktniet
- 4 Widerstandsplatine
- 5 Lagerstift
- 6 Doppelkontakt
- 7 Schwimmerhebel
- 8 Schwimmer
- 9 Boden des Kraftstoffbehälters



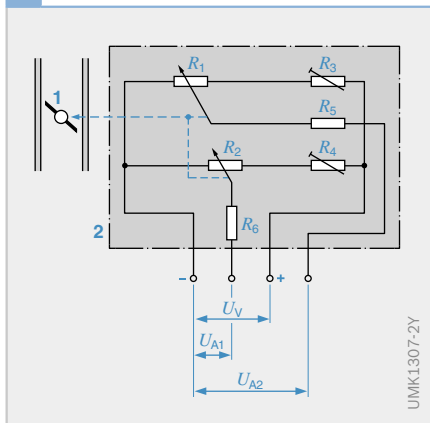
3 Drosselklappensensor (Aufbau)



4 Drosselklappensensor mit zwei Kennlinien



5 Drosselklappensensor (Schaltung)



### Magnetisch induktive Sensoren

Von allen Sensoren, die die Positions-messung kontakt- und berührungsfrei vornehmen, sind die magnetischen Sensoren besonders störunempfindlich und robust. Dies gilt insbesondere für wechselstrombasierte, also magnetisch induktive Prinzipien. Die hierfür erforderlichen Spulenanordnungen benötigen jedoch im Vergleich zu mikromechanischen Sensoren weit mehr Bauraum, bieten also z. B. keine günstige Möglichkeit für einen redundanten (parallel messenden) Aufbau. Darüber hinaus stellt die erforderliche Spulenkontaktierung einen weniger günstigen Kosten- und Zuverlässigkeitsfaktor dar.

Von der Vielfalt bekannter Prinzipien dieser Art haben im Kraftfahrzeug vor allem zwei Anwendung gefunden, die in ihrer Wirkungsweise sehr ähnlich sind. Für Neuentwicklungen finden sie jedoch derzeit in makromechanischer Ausführung auf dem Gebiet der Kfz-Sensoren bei Bosch keine Anwendung mehr.

### Wirbelstromsensoren

Nähert sich eine elektrisch leitfähige, ebene oder gekrümmte Scheibe (z. B. aus Aluminium oder Kupfer) einer mit hochfrequentem Wechselstrom gespeisten (meist eisenlose) Spule an (Bild 6), so wird diese sowohl in ihrem Wirkwiderstand als auch ihrer Induktivität beeinflusst. Ursa-

Bild 3

- 1 Drosselklappenwelle
- 2 Widerstandsbahn 1
- 3 Widerstandsbahn 2
- 4 Schleiferarm mit Schleifern
- 5 elektrischer Anschluss

Bild 4

- A Interner Anschlag
- 1 Kennlinie für hohe Auflösung im Winkelbereich  $0^\circ \dots 23^\circ$
  - 2 Kennlinie für Winkelbereich  $15^\circ \dots 88^\circ$
- $U_A$  Messspannung  
 $U_V$  Betriebsspannung  
 $\alpha_w$  nutzbarer Messwinkel

Bild 5

- 1 Drosselklappe
  - 2 Drosselklappensensor
- $U_A$  Messspannungen  
 $U_V$  Betriebsspannung  
 $R_1, R_2$  Widerstandsbahnen 1 und 2  
 $R_3, R_4$  Abgleichwiderstände  
 $R_5, R_6$  Schutzwiderstände

Bild 6

- 1 Dämpferscheibe
  - 2 Wirbelströme
  - 3 Luftspule
  - 4 Oszillator variabler Dämpfung
  - 5 Demodulator
- s Messweg  
A(s) Oszillatorspannung  
 $U_A(s)$  Ausgangsspannung

che hierfür sind die in der Dämpferscheibe (Spoiler) durch zunehmende magnetische Kopplung entstehenden Wirbelströme. Die Position dieser Dämpferscheibe repräsentiert den Messweg  $s$ .

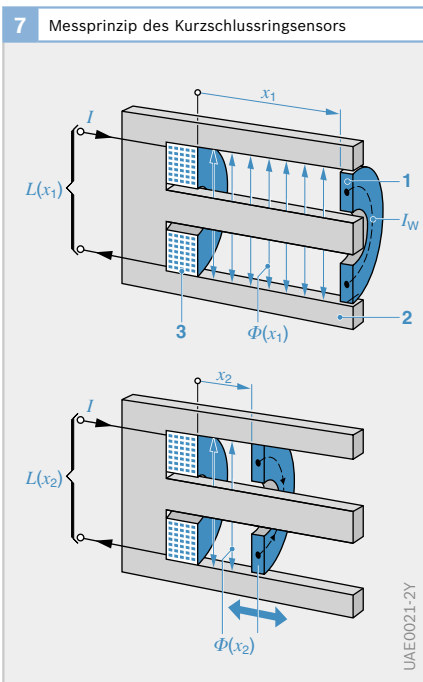
Die im Allgemeinen hohe Betriebsfrequenz (MHz-Bereich, eine niederfrequente Speisung würde wegen der geringen Spuleninduktivität zu viel Strom aufnehmen) erfordert eine direkte Zuordnung der Elektronik zum Sensor oder eine – meist nicht tragbare – geschirmte Zuleitung. Zur Umsetzung des Messeffekts in eine elektrische Ausgangsspannung kann sowohl der Bedämpfungseffekt (Wirkwiderstand) als auch der Feldverdrängungseffekt (Induktivität) genutzt werden. Im ersten Fall eignet sich z. B. ein Oszillator variabler Schwingamplitude, im zweiten etwa ein Oszillator variabler Frequenz oder auch ein konstantfrequent gespeister, induktiver Spannungsteiler (Differenzanordnung). Das Wirbelstromprinzip lässt sich in sehr mannigfaltiger Weise der Messaufgabe

anpassen. Es eignet sich gut sowohl zur Erfassung großer Wege bzw. Winkel (es gab schon eine nahezu serienreife Entwicklung z. B. für Drosselklappe und Fahrpedal) als auch sehr kleine Größen (z. B. Drehmomentsensoren). Aufgrund selbstkompensierender Eigenschaften zeigt dieses Prinzip über einen weiten Temperaturbereich meist nur einen geringen Temperaturgang. Da sich Wirbelstromsensoren prinzipiell jedoch auch mikromechanisch herstellen lassen, ist angesichts der sehr vorteilhaften Eigenschaften eine künftige Anwendung nicht ganz auszuschließen. Breite Anwendung findet dieses Sensorprinzip jedoch in der Fertigungs- und Qualitätsmesstechnik, sei es zur genauen Detektion von kleinsten Wegen/Abständen oder von Schichtdicken im  $\mu\text{m}$ -Bereich.

### Kurzschlussringsensoren

Im Gegensatz zum Wirbelstromsensor besitzt die Spule eines Kurzschlussringsensors stets einen weichmagnetischen, meist geblechten Kern mit gerader oder gekrümmter U- oder E-Form (**Bild 7**). Der bewegliche Spoiler ist hier als Kurzschlussring aus gut leitendem Material wie Kupfer oder Aluminium ausgebildet, der beweglich auf einem oder allen Kernschenkeln angeordnet ist. Wegen des Eisenkerns besitzen solche Sensoren eine weit größere Induktivität als Wirbelstromsensoren und wegen der durch den Eisenkern sehr konzentrierten Führung des magnetischen Flusses auch einen weit höheren Messeffekt. Sie können also auch gut bei niedrigeren Frequenzen betrieben werden und benötigen ihre Signalelektronik nicht unbedingt vor Ort am Sensor. Der Eisenkern schützt den Messraum zwischen den Kernschenkeln auch stark gegen äußere Störfelder ab.

Das vom Spulenstrom  $I$  erzeugte Wechselfeld im und um den Eisenkern kann nicht durch den Kurzschlussring hindurchtreten, da es durch die Wirbelströme im Kurzschlussring praktisch zu null kompensiert wird. Die Wirbelströme im Kurzschlussring begrenzen also – wie ein



**Bild 7**

Darstellung für zwei verschiedene Messwege

- 1 Kurzschlussring
- 2 weichmagnetischer Kern
- 3 Spule
- $I$  Strom
- $I_W$  Wirbelstrom
- $L(s)$  Induktivität und
- $\Phi(s)$  magnetischer Fluss beim Messweg  $s$



für Diesel-Verteilereinspritzpumpen. An je einem Schenkel des Kerns sind eine Messspule und eine Referenzspule befestigt. Durchfließt ein vom Steuergerät ausgehender elektrischer Wechselstrom die Spulen, entstehen magnetische Wechselfelder. Der Referenzkurzschlussring steht fest, während der Messkurzschlussring an der Regelschieberwelle befestigt ist (Verstellwinkel  $\varphi$ ). Mit dem Verschieben des Messkurzschlussrings verändert sich der Magnetfluss und damit die Spannung an der Spule, da das Steuergerät den Strom konstant hält (eingepprägter Strom). Eine Auswerteschaltung bildet das Verhältnis von Ausgangsspannung  $U_A$  an der Messinduktivität  $L_1$  zur Referenzspannung  $U_{\text{Ref}}$  an der Referenzinduktivität  $L_2$ . Es ist proportional zur Auslenkung des Messkurzschlussrings und kann vom Steuergerät ausgewertet werden.

#### Sensoren mit rotierbaren Wechselfeldern

Mit Wechselstrom der Kreisfrequenz  $\omega$  gespeisten Spulen oder spulenähnlichen Gebilden (wie mäandrierte Leiterbahnstrukturen) lassen sich zwei- oder mehrpolige Wechselfeldstrukturen entweder im Kreis oder auch linear anordnen. Diese Polstrukturen mit fester Polteilung lassen sich gegenüber einem meist feststehenden Satz von Empfängerspulen, die die gleiche Polteilung besitzen, durch die Bewegung des zu messenden Systems – sei es rotorischer oder translatorischer Art – verschieben. Dabei ändern sich die Amplituden der Empfängersignale mit der Bewegung sinusförmig. Sind die Empfängerspulen um einen bestimmten Teil der Polteilung  $T$  gegeneinander versetzt (z. B.  $T/4$  oder  $T/3$ ), so wird der Sinusverlauf um jeweils einen entsprechenden Winkel phasenverschoben (z. B. um  $90^\circ$  oder  $120^\circ$ ). Es ergeben sich also z. B. Spannungen:

$$\begin{aligned}(1) \quad u_1 &= U \cdot \sin \varphi \cdot \sin \omega t \\(2) \quad u_2 &= U \cdot \sin(\varphi - 90^\circ) \cdot \sin \omega t \\&= U \cdot \cos \varphi \cdot \sin \omega t\end{aligned}$$

oder auch:

$$\begin{aligned}(3) \quad u_1 &= U \cdot \sin \varphi \\(4) \quad u_1 &= U \cdot \sin(\varphi - 120^\circ) \cdot \sin \omega t \\(5) \quad u_1 &= U \cdot \sin(\varphi - 240^\circ) \cdot \sin \omega t\end{aligned}$$

Nach Gleichrichtung kann aus diesen Spannungen der Drehwinkel  $\alpha$  sehr genau berechnet werden. So funktionieren die in der klassischen Messtechnik als Synchro-, Resolver- oder auch Inductosynverfahren bezeichneten und vorzugsweise als Winkelmesser ausgebildete Sensoren.

Bei einer einfachen bipolaren Anordnung entspricht dem mechanischen Drehwinkel  $\alpha$  auch direkt der elektrische Phasenwinkel. Bei einer Anordnung aus  $n$  Poolpaaren wird der mechanische Vollwinkel  $\varphi = 2\pi$  in eine Phasenverschiebung von  $\alpha = n \cdot 2\pi$  umgesetzt, sodass der Phasenverschiebung  $\alpha$  ein Drehwinkel von nur  $\varphi/n$  entspricht, was die Auflösung des Messsystems erheblich vergrößert. Bei größeren Messbereichen muss dann allerdings die Eindeutigkeit des Messsignals durch zusätzliche Mittel wie z. B. einem einfachen Winkelmesser wieder hergestellt werden.

#### Hella-Sensor

Der von der Fa. Hella entwickelte Winkelmessensor entspricht keinem der oben genannten Verfahren in Reinkultur, ähnelt wohl aber am meisten dem Inductosynverfahren. **Bild 10** zeigt den Sensor z. B. mit einer 6-zähligen Polstruktur ( $n = 6$ ), die elektrisch gesehen einen Drehwinkel von  $\varphi = 60^\circ$  in eine Phasenverschiebung der Signalamplituden von  $\alpha = 360^\circ$  umsetzt. Alle erforderlichen Leiterbahnstrukturen sind zumindest im Falle des feststehenden Teils (Stator) auf Mehrlagen-Leiterplattenmaterial aufgebracht. Der Rotorteil kann evtl. auch als Stanzteil ausgebildet werden, sei es freitragend oder auf Kunststoffträger aufgebracht (Heißprägen).

Auf dem Stator befindet sich eine kreisrunde Leiterbahnschleife, die drehwinkelunabhängig in eine auf dem Rotor befindliche, in sich geschlossene Mäander-



schleife mit etwa gleichem Außendurchmesser bei einer Betriebsfrequenz von 20 MHz einen Wirbelstrom induziert. Dieser Wirbelstrom erzeugt natürlich ebenso wie die Erregerschleife ein sekundäres Magnetfeld, das sich dem Erregerfeld in dem Sinn überlagert, dass es dies zu tilgen versucht. Wäre auf dem Rotor statt des Mäanders nur eine zur Statorschleife kongruente kreisrunde Leiterbahn, würde diese das Primärfeld wohl einfach weitestgehend auslöschen. Durch die Mäanderstruktur entsteht jedoch ein resultierendes Multipolfeld, das sich mit dem Rotor drehen lässt und dessen Gesamtfluss natürlich ebenfalls nahezu null ist.

Dieses Multipol-Wechselfeld wird von ebenfalls auf dem Stator befindlichen konzentrischen, nahezu formgleichen Empfängerspulen bzw. -mäandern sensiert. Diese sind innerhalb einer Polteilung (von z. B.  $60^\circ$ ) um jeweils  $1/3$ , d. h. elektrisch in ihrer Signalamplitude um je  $120^\circ$  versetzt

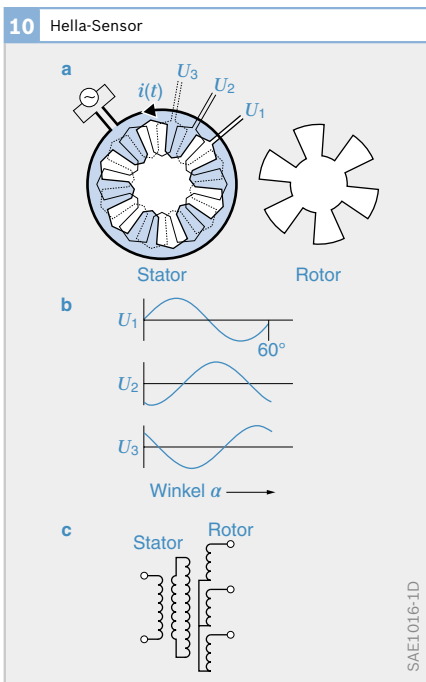
(Bild 10b). Die Empfängerspulen erstrecken sich jedoch über sämtliche  $n$  Polpaare (Serienschaltung) und nutzen die Summe aller Polfelder.

Gemäß Bild 10c sind die Empfängerspulen in Sternschaltung verbunden. Ihre Signale werden zur Ermittlung des elektrischen Phasenwinkels  $\alpha$  bzw. mechanischen Drehwinkels  $\varphi$  einem ASIC zugeleitet, der die notwendige (vorzeichenrichtige) Gleichrichtung, Selektion und Verhältnisbildung vornimmt. Eine Version ASIC 1 erhält die dafür erforderlichen digitalen Steuersignale von einem in baulicher Nähe befindlichen Mikrocontroller. Eine andere Version ASIC 2 ist jedoch auch in der Lage, den Sensor völlig unabhängig (stand-alone) zu betreiben. Die ASICs erlauben in der Fertigung auch einen End-of-line Abgleich der mechanischen und elektrischen Toleranzen. Für Anwendungen mit erhöhten Sicherheitsanforderungen ist es auch möglich, ein redundantes System mit zwei galvanisch getrennten Signalpfaden und zwei ASICs aufzubauen. Das Sensorprinzip kann in einer „aufgeschnittenen“ Form auch sehr vorteilhaft als Wegsensor ausgebildet werden.

Neben den sehr günstigen Herstellkosten sind die Hauptvorteile dieses Sensors folgende:

- ▶ Kontakt und verschleißfreies Messprinzip,
- ▶ völlige Temperaturunabhängigkeit (bis  $150^\circ\text{C}$ ),
- ▶ hohe Genauigkeit (bei einem Messbereich von  $360^\circ$  bis ca.  $\pm 0,09^\circ$ ),
- ▶ Flexibilität (anpassbar auf alle Winkelbereiche bis  $360^\circ$ ),
- ▶ Möglichkeit eines redundanten Aufbaus,
- ▶ hohe EMV-Sicherheit,
- ▶ ausschließliche Verwendung von Standardmaterialien ohne Notwendigkeit von ferromagnetischen Teilen,
- ▶ flache Bauweise.

Der Sensor ist daher an sehr vielen Stellen im Kfz anwendbar.



**Bild 10**

- a Schematischer Aufbau
- b Beschaltung
- c Ausgangssignale



Magnetostatische Sensoren

Magnetostatische Sensoren messen ein magnetisches Gleichfeld. Sie eignen sich im Gegensatz zu den magnetisch induktiven (Spulen-)Sensoren weit besser zur Miniaturisierung und lassen sich mit den Mitteln der Mikrosystemtechnik kostengünstig herstellen. Da Gleichfelder problemlos durch Gehäusewandungen aus Kunststoff, aber auch aus nicht ferromagnetischem Metall durchgreifen, haben magnetostatische Sensoren den Vorteil, dass sich der sensitive, im Allgemeinen feststehende Teil gegenüber dem rotierenden – im Allgemeinen ein Dauermagnet oder weichmagnetisches Leitstück – und gegenüber der Umwelt gut kapseln und schützen lässt. Zum Einsatz kommen vor allem die galvanomagnetischen Effekte (Hall- und Gauß-Effekt) sowie magnetoresistive Effekte (AMR und GMR).

Galvanomagnetische Effekte

Der Hall-Effekt wird vor allem mit Hilfe dünner Halbleiterplättchen ausgewertet. Wird ein solches stromdurchflossenes Plättchen senkrecht von einer magne-

tischen Induktion  $B$  durchsetzt, werden die Ladungsträger durch die Lorentzkraft senkrecht zum Feld und zum Strom  $I$  um den Winkel  $\varphi$  aus ihrer sonst geraden Bahn abgelenkt (Bild 11). So kann quer zur Stromrichtung zwischen zwei sich gegenüber liegenden Randpunkten des Plättchens eine zum Feld  $B$  und zum Strom  $I$  proportionale Spannung  $U_H$  abgegriffen werden (Hall-Effekt):

(2) 
$$U_H = R_H \cdot I \cdot B/d$$
  
mit  $R_H$  = Hallkoeffizient  
 $d$  = Plättchendicke

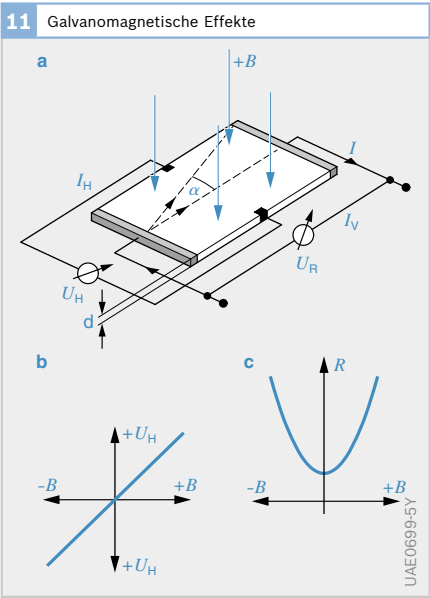
Gleichzeitig vergrößert sich der Längswiderstand des Plättchens unabhängig von der Feldrichtung nach einer etwa parabelförmigen Kennlinie (Gauß-Effekt, Feldplatte).

Der für die Messempfindlichkeit des Plättchens maßgebende Koeffizient  $R_H$  ist bei Silizium nur vergleichsweise klein. Da die Plättchendicke  $d$  jedoch mittels Diffusionstechnik extrem dünn gemacht werden kann, kommt die Hallspannung doch wieder auf eine technisch verwertbare Größe. Bei der Verwendung von Silizium als Grundmaterial lässt sich gleichzeitig eine Signalaufbereitungsschaltung auf das Plättchen integrieren, wodurch solche Sensoren sehr kostengünstig herzustellen sind. Bezüglich Messempfindlichkeit und Temperaturgang ist Silizium jedoch bei weitem nicht das günstigste Halbleitermaterial für Hall-Sensoren. Bessere Eigenschaften besitzen z. B. III-V-Halbleiter wie Galliumarsenid oder Indiumantimonid.

Hall-Schalter

Im einfachsten Fall wird die Hall-Spannung einer zum Sensor integrierten Schwellwertelektronik (Schmitt-Trigger) zugeführt, die ein digitales Ausgangssignal liefert. Ist die am Sensor anliegende magnetische Induktion  $B$  unterhalb eines bestimmten unteren Schwellwertes, so entspricht der Ausgabewert z. B. einer logischen „0“ („release“-Zustand); ist er oberhalb eines bestimmten oberen Schwellwertes, entspricht das Ausgangssignal einer logischen

**Bild 11**  
a Schaltung  
b Verlauf der Hallspannung  $U_H$   
c Zunahme des Plattenwiderstands  $R$  (Gauß-Effekt)  
 $B$  magnetische Induktion  
 $I$  Plättchenstrom  
 $I_H$  Hallstrom  
 $I_V$  Versorgungsstrom  
 $U_R$  Längsspannung  
 $\alpha$  Ablenkung der Elektronen durch Magnetfeld



„1“ („operate“-Zustand). Da dieses Verhalten für den gesamten Bereich der Betriebstemperatur und für sämtliche Exemplare eines Typs garantiert wird, liegen die beiden Schwellwerte relativ weit auseinander (ca. 50 mT). Zur Betätigung des „Hall-Schalters“ ist deshalb ein beträchtlicher Induktionshub  $\Delta B$  erforderlich.

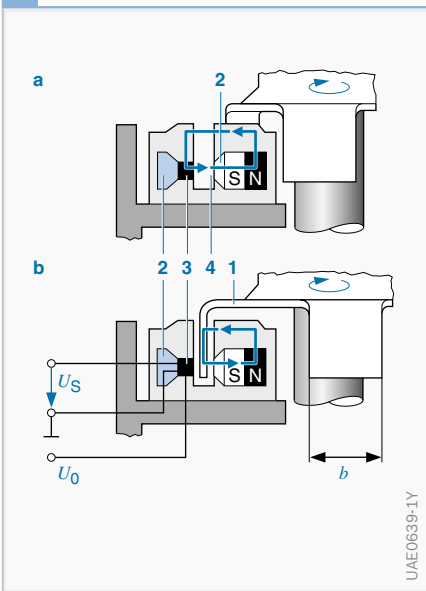
Solche noch in Bipolartechnik hergestellte Sensoren wurden beispielsweise in Hall-Schranken verwendet (Bild 12), die in das Gehäuse des Zündverteilers, der von der Nockenwelle angetrieben wird, eingebaut wurden. Diese Hallschranke besitzt neben dem Sensor noch einen Dauermagneten und weichmagnetische Leitstücke. Der Magnetkreis ist U- bzw. gabelförmig so ausgebildet, dass durch das offene Ende ein Blendenrotor aus weichmagnetischem Material fahren kann, der den Magneten abwechselnd abschirmt oder freigibt und dadurch den Hallsensor zwischen operate- und release-Zustand hin und herschaltet. Eine weitere Anwendung findet sich im digitalen Lenkwinkelsensor LWS1 (s. „Winkelsensoren bis 360°“).

Hallsensoren dieser Art sind zwar sehr kostengünstig, aber allenfalls nur gut für einen Schalterbetrieb und zu ungenau für die Erfassung analoger Größen.

### Hall-Sensoren nach dem „Spinning Current“-Prinzip

Nachteilig ist beim einfachen Si-Hallsensor die gleichzeitige Empfindlichkeit gegen mechanische Spannungen (Piezoeffekt), die durch das Packaging unvermeidbar sind und zu einem ungünstigen Temperaturgang des Offsets führen. Durch Anwendung des „Spinning Current“-Prinzips (Bild 13), verbunden mit einem Übergang zur CMOS-Technik, wurde dieser Nachteil überwunden. Zwar tritt auch hier der Piezoeffekt auf, er kompensiert sich jedoch bei zeitlicher Mittelung des Signals, da er bei sehr schnellem, elektronisch gesteuerten Vertauschen (Rotation) der Elektroden mit unterschiedlichem Vorzeichen auftritt. Will man sich den Aufwand der komplexen Elektronik zur Umschaltung der Elektroden ersparen, kann man auch mehrere Hall-Sensoren (zwei, vier

12 Hall-Schranke



13 Hall-Sensor nach dem Spinning-Current-Prinzip

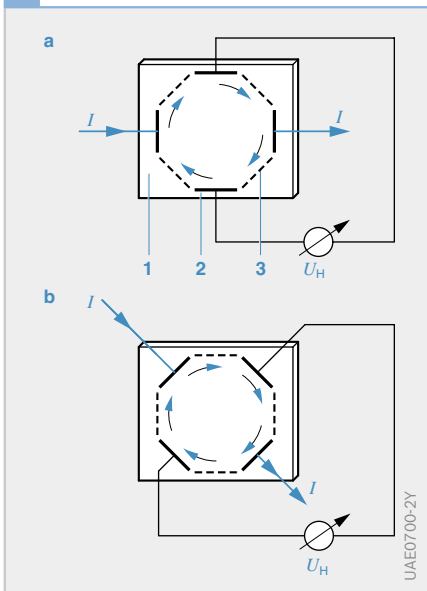


Bild 12

- a Ungehindert Magnetfluss
- b kuezgeschlossener Magnetfluss
- 1 Blende mit Breite  $b$
- 2 weichmagnetische Leitstücke
- 3 Hall-IC
- 4 Luftspalt
- $U_0$  Versorgungsspannung
- $U_S$  Sensorenspannung

Bild 13

- a Drehphase  $\varphi_1$
- b Drehphase  $\varphi_2 = \varphi_1 + 45^\circ$
- 1 Halbleiterplättchen
- 2 aktive Elektrode
- 3 passive Elektrode
- $I$  Speisestrom
- $U_H$  Hallspannung

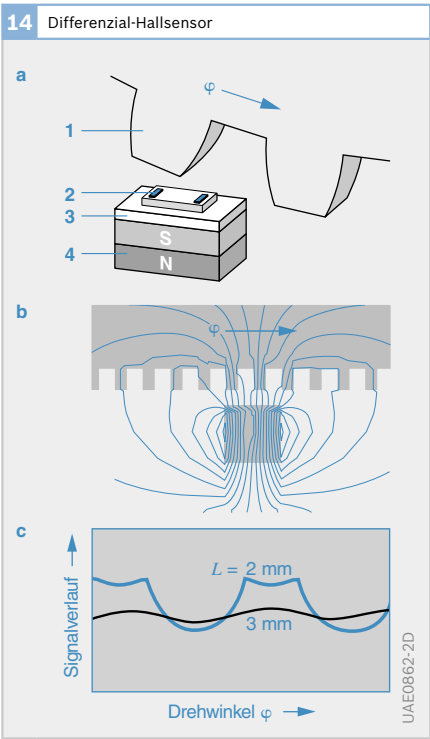
oder acht) mit entsprechend unterschiedlicher Ausrichtung der Strompfade in enger Nachbarschaft integrieren und deren Signale im Sinne einer Mittelung addieren. Die Hall-ICs erhielten erst dadurch auch eine gute Eignung für analoge Sensoranwendungen. Die teilweise beträchtlichen Temperatureinflüsse auf die Messempfindlichkeit wurden dadurch jedoch nicht reduziert.

Solche integrierten Hall-ICs eignen sich vorwiegend für die Messung kleiner Wege, indem sie die schwankende Feldstärke eines sich mehr oder weniger annähernden Dauermagneten erfassen (z. B. Kraftsensor iBolt, er erfasst das Beifahrergewicht zur optimalen Auslösung des Airbags). Ähnlich gute Ergebnisse waren bis dahin nur durch Einsatz einzelner Halblelemente z. B. aus III-V-Verbindungen mit hybrid nachgeschaltetem Verstärker zu erreichen (z. B. Hall-Beschleunigungssensor).

### Differenzial-Hall-Sensoren

Beim Doppel-Hall-Sensor (Differenzial-Hall-Sensor, **Bild 14**) sind zwei vollständige Hall-Systeme in definiertem Abstand auf einem Chip angeordnet. Die zugehörige Elektronik wertet die Differenz der beiden Hall-Spannungen aus. Diese Sensoren haben den Vorteil, dass ihr Ausgangssignal vom Absolutwert der magnetischen Feldstärke weitgehend unabhängig ist und sie als Differenzialsensor nur die räumliche Änderung der magnetischen Induktion erfassen, also den Feldgradienten (daher oft auch die Bezeichnung Gradientensonde).

Solche Sensoren werden meistens zur Drehzahlmessung eingesetzt, da die Polarität ihres Ausgangssignals nicht vom Luftspalt zwischen Rotor und Sensor abhängt. Setzt man zur Abtastung eines Zahnrades nur einen einfachen Hallsensor ein, kann dieser nicht unterscheiden, ob sich der magnetische Fluss durch Weiterdrehen des Zahnrades oder durch eine Abstandsänderung (z. B. Vibrationen, Einbautoleranzen) geändert hat. Es kommt zu erheblichen Abtastfehlern, denn das Signal muss ja einem Schwellwertdetektor zugeführt werden. Das ist bei Differenzialsensoren grundlegend anders. Ausgewertet wird hier nur der Signalunterschied zweier in geeigneten Abstand am Umfang angebrachter Hallsensoren. Ist die Signaldifferenz z. B. positiv, so kann man den Abstand zwischen Zahnrad und Sensor beliebig ändern; der Unterschied wird positiv bleiben, wenn auch im Betrag evtl. kleiner werden. Das Vorzeichen kann sich nur durch Weiterdrehen des Rotors verändern. Ein nachgeschalteter Schwellwertdetektor hat also kein Problem, zwischen Abstandsänderung und Rotation zu unterscheiden. Zur Erzielung eines maximalen Ausgangssignals wählt man den Abstand der beiden – meist am Rande des (länglichen) Chips angebrachten – Hall-Sensoren dann etwa zu einem halben Inkrementabstand (halber Zahnabstand). Dieses Signalmaximum ist sehr breit, d. h., es deckt einen weiten Variationsbereich des Inkrementabstands ab. Stärkere Abweichungen des



**Bild 14**  
a Aufbau  
b Feldverlauf (1,5-facher Inkrementabstand)  
c Signalverlauf für Luftspaltweiten  $L$   
1 Zahnkranz  
2 Differenzial-Hall-IC  
3 Homogenisierplatte (Weicheisen)  
4 Permanentmagnet

Inkrementabstands erfordern jedoch ein sehr aufwändiges „Redesign“ des Sensors.

Als Gradientensonde kann der Sensor nicht in beliebiger Lage eingebaut werden, sondern muss möglichst exakt in Drehrichtung des Inkrementrotors ausgerichtet werden.

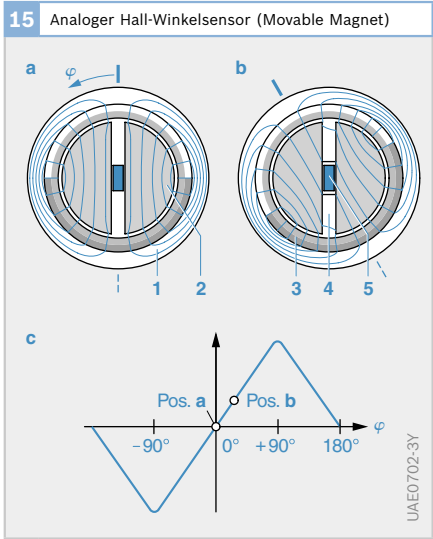
#### Hall-Winkelsensoren im Bereich bis ca. 180°

Mit einem drehbaren Magnetring („Movable Magnet“) sowie einigen feststehenden weichmagnetischen Leitstücken lässt sich auch für größere Winkelbereiche ohne Umrechnung direkt ein lineares Ausgangssignal erzielen (**Bild 15**). Hierbei wird das bipolare Feld des Magnetringes durch einen zwischen halbkreisförmigen Flussleitstücken angeordneten Hall-Sensor geleitet. Der wirksame magnetische Fluss durch den Hall-Sensor ist abhängig vom Drehwinkel  $\varphi$ .

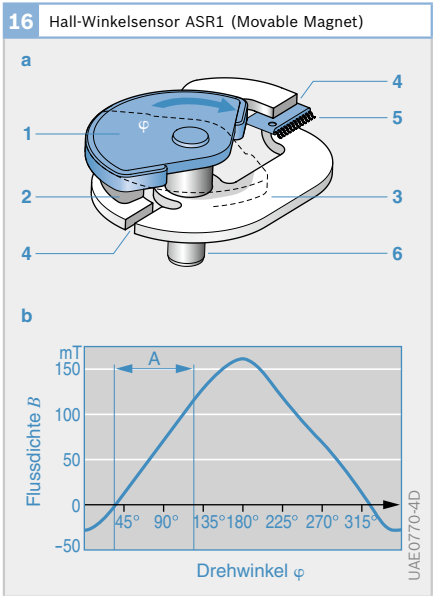
Anwendung findet dieses Prinzip bei Fahrpedalsensoren.

Eine vom Grundprinzip des „Movable Magnet“ abgeleitete Form stellt der Hall-Winkelsensor vom Typ ARS1 mit einem Messbereich von ca. 90° dar (**Bild 16**). Der magnetische Fluss einer etwa halbringförmigen dauermagnetischen Scheibe wird über einen Polschuh, zwei weitere Flussleitstücke und die ebenfalls ferromagnetische Achse zum Magneten zurückgeführt. Hierbei wird er je nach Winkelstellung mehr oder weniger über die beiden Flussleitstücke geführt, in deren magnetischen Pfad sich auch ein Hall-Sensor befindet. Damit lässt sich die im Messbereich weitgehend lineare Kennlinie erzielen. Eine vereinfachte Anordnung beim Typ ARS2 kommt ohne weichmagnetische Leitstücke aus (**Bild 17**). Hier wird der Magnet auf einem Kreisbogen um den Hall-Sensor bewegt. Der dabei entstehende sinusförmige Kennlinienverlauf besitzt nur über einen relativ kurzen Abschnitt gute Linearität. Ist der Hall-Sensor jedoch etwas außerhalb der Mitte des Kreises platziert, weicht die Kennlinie zunehmend von der Sinusform ab. Sie weist nun einen kürze-

ren Messbereich von knapp 90° und einen längeren gut linearen Abschnitt von etwas über 180° auf. Nachteilig ist aber die geringe Abschirmung gegen Fremdfelder, die verbleibende Abhängigkeit von geometrischen Toleranzen des Magnetkreises



**Bild 15**  
Lineare Kennlinie für Winkel bis 180°  
a Position a  
b Position b  
c Ausgangssignal  
1 Eisenrückschluss (Weicheisen)  
2 Stator (Weicheisen)  
3 Rotor (Permanentmagnet)  
4 Luftspalt  
5 Hallsensor  
 $\varphi$  Drehwinkel



**Bild 16**  
Lineare Kennlinie für Winkel bis ca. 90°  
a Aufbau  
b Kennlinie mit Arbeitsbereich A  
1 Rotorscheibe (dauer magnetisch)  
2 Polschuh  
3 Flussleitstück  
4 Luftspalt  
5 Hall-Sensor  
6 Achse (weichmagnetisch)

und Intensitätsschwankungen des Magnetflusses im Dauermagneten mit Temperatur und Alterung.

**Winkelsensoren im Bereich bis ca. 360°**  
Ein analoger Hall-Winkelsensor mit einem Messbereich bis zu 360° (**Bild 18**) entsteht, wenn ein Dauermagnet in der dargestellten Weise über einer rechtwinkligen Anordnung von zwei Hall-Sensoren gedreht wird. Um von der Toleranz der Magnetpositionierung nicht zu sehr abhängig zu werden, sollte der Magnet ausreichend groß sein. Hierbei sollten die beiden Hallsensoren, möglichst eng zusammengebaut, in dem richtungshomogenen Teil des dauermagnetischen Streufeldes positioniert sein, das auch die Winkellage  $\varphi$  des Dauermagneten repräsentiert. Sie sind rechtwinklig zueinander und parallel zur Drehachse des Dauermagneten ausgerichtet, sodass sie jeweils die  $x$ - und  $y$ -Komponente des über ihnen gedrehten Feldstärkevektors  $B$  erfassen:

(3)  $U_{H1} = U_x = B \cdot \sin\varphi$   
(4)  $U_{H2} = U_y = B \cdot \cos\varphi$

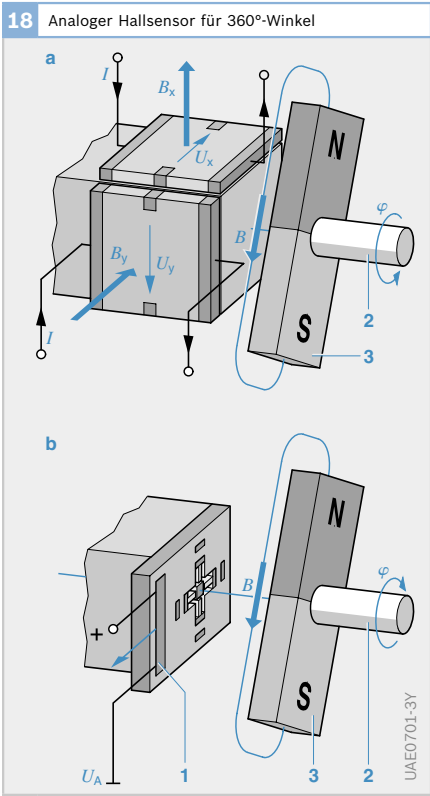
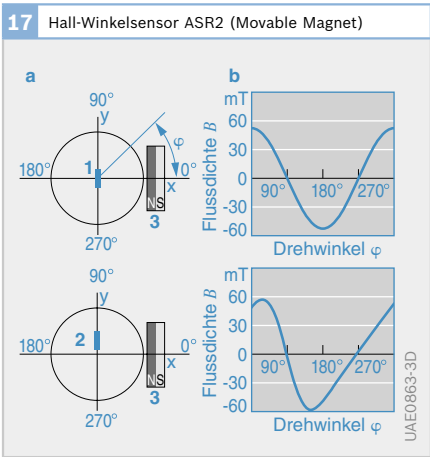
Aus diesen beiden Signalen lässt sich der Winkel  $\varphi$  über die trigonometrische Beziehung  $\varphi = \arctan(U_{H1}/U_{H2})$  in einem zugehörigen, bereits kommerziell erhältlichen

Auswertechip berechnen, wodurch das Sensorsignal meist digitalisiert wird.

Eine solche Hallsensor-Anordnung lässt sich mit VHD (Vertical Hall Devices) prinzipiell auch in der dargestellten Weise vertikal integrieren, sodass die Ebene des Sensorchips senkrecht zur Drehachse liegt und der Sensor im Gegensatz zum normalen, planaren Hall-Sensor eine in-plane-Empfindlichkeit aufweist (**Bild 19**). Die monolithische Integration garantiert auch eine hohe Präzision der erforderlichen rechtwinkligen Anordnung sowie die erforderliche kompakte Bauweise der beiden Hall-Systeme. Die Fa. Sentron (Melexis), Schweiz, arbeitet an solchen Sensoren und wird diese in naher Zukunft auf den Markt bringen.

**Bild 18**  
a Aufbau aus diskreten Hall-ICs  
b Aufbau aus planar integrierten Hall-ICs  
1 Signalelektronik  
2 Nockenwelle  
3 Steuermagnet  
 $B$  Induktion  
 $I$  Strom  
 $U$  Spannung  
 $U_A$  Ausgangsspannung  
 $\varphi$  Drehwinkel

**Bild 17**  
Lineare Kennlinie für Winkel über 180°  
a Prinzip  
b Kennlinie  
1 Hall-IC im Mittelpunkt der Kreisbahn positioniert  
2 Hall-IC aus Mittelpunkt verschoben (Linearisierung)  
3 Magnet



Winkelsensoren dieser Art waren z. B. zur Realisierung von anlasserlosen Sofortstartsystemen in Betracht gezogen worden, wo die absolute Drehlage der Nockenwelle über einen Bereich von 360° gemessen werden muss.

Es gibt allerdings auch noch einen anderen Trick, mit dem man einem normalen planaren Hallsensor (zusätzlich) eine in-plane-Empfindlichkeit verleihen kann. Bei der von der Fa. Melexis-Sentron (z. B. Typ 2SA-10) angewendeten Methode werden zur Messung der in-plane auftretenden Feldkomponenten  $B_x$  und  $B_y$  auf gleichem Chip insgesamt vier Hallsensoren um 90° gegeneinander versetzt auf einem engen Kreis angebracht. Hierbei besteht jeder Sensor genaugenommen aus oben genannten Gründen wieder aus einem um 90° gedrehten Hall-Elementpaar. Nach Fertigstellung des Chips wird auf dessen Oberfläche ein kreisrundes Scheibchen aus weichmagnetischem Material mit einem Durchmesser von ca. 200 µm gemäß Bild 20 so angebracht, dass die Hallsensoren genau unter dem Rand des Scheibchens zu liegen kommen.

Aufgrund ihrer hohen relativen Permeabilität wirkt diese Scheibe als Flusskonzentrator (IMC, Integrated Magnetic Concentrator) und zwingt alle Feldlinien,

senkrecht in seine Oberfläche einzutreten. Hierdurch werden die ohne Flusskonzentrator waagrecht (in-plane) verlaufenden Feldlinien an der Stelle der Hall-Sensoren in eine vertikale Richtung (out-of-plane) gezwungen und können so die Hall-Elemente aussteuern. Da diagonal gegenüberliegende Elemente jeweils gegensinnige Feldrichtungen „sehen“, wird zur Erfassung einer Feldkomponente jeweils die Differenz der beiden gegensinnig gleichen Hall-Spannungen ausgewertet. Zugleich werden dadurch evtl. vorhandene vertikale Komponenten  $B_z$  in ihrer Wirkung eliminiert.

Durch zusätzliche Auswertung der Summensignale diagonal gegenüberliegender Elemente kann auch die vertikale Feldkomponente  $B_z$  erfasst werden; denn diese wird durch das ferromagnetische Scheibchen ja nicht im geringsten beeinflusst und die Elemente haben durch dessen Anbringung ihre normale out-of-plane-Empfindlichkeit ja auch nicht eingebüßt.

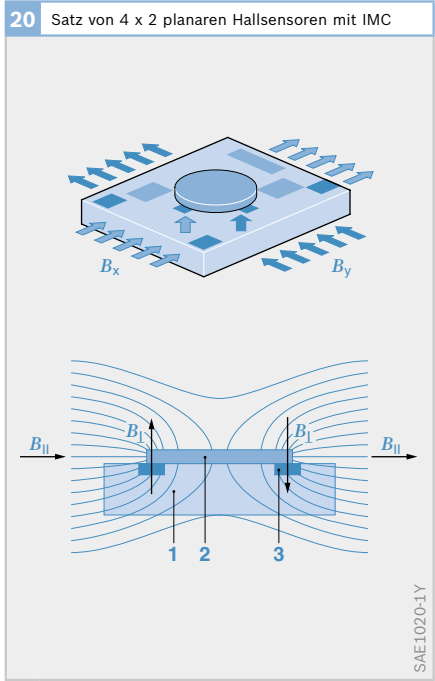
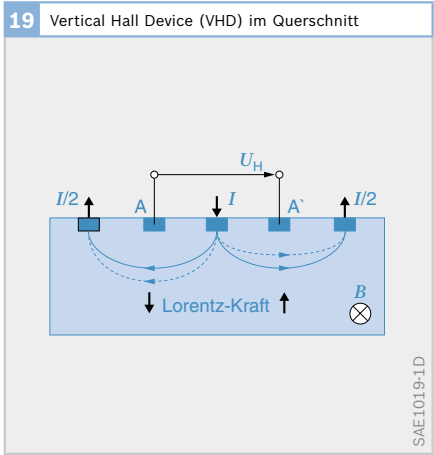
**Bild 19**

Die ins Chipinnere gerichteten Ströme  $I$  werden durch Lorentz-Kräfte aufgrund der parallel zur Chipfläche gerichteten Flussdichte  $B$  so abgelenkt, dass zwischen den Oberflächenelektroden A und A' eine Hallspannung  $U_H$  abgegriffen werden kann.

**Bild 20**

IMC: Integrated Magnetic Concentrator

Die Hallelemente sind auf dem Chip paarweise unter einem Winkel von 90° zueinander direkt unter dem Rand einer kleinen ferromagnetischen Scheibe angebracht. Dank der Anwesenheit wird die zur Chipoberfläche parallele Flussdichte (Induktion)  $B_{||}$  in eine Flussdichte  $B_{\perp}$  senkrecht dazu umgeformt, die von den Hall-Sensoren sensiert werden kann.



So kann mit einer solchen Anordnung der am Sensorort wirkende Induktionsvektor  $B$  in allen drei Komponenten erfasst werden. Die zur Signalauswertung erforderlichen elektronischen Schaltungsmittel einschließlich eines zur Berechnung der Arctan-Funktion dienenden  $\mu\text{C}$ -basierten digitalen Signalprozessors (DSP) und der für einen End-of-Line-Abgleich des Sensors erforderlichen Mittel (EEPROM) können kostengünstig auf dem gleichen Chip mit dem Sensor integriert werden.

Zur Messung von Winkeln bis zu  $360^\circ$  genügt es, über dem Sensorchip mit integrierter Signalauswertung einen parallel zum Chip magnetisierten Dauermagneten vorzugsweise runder Form zu drehen (Bild 21). Da der Drehwinkel mittels der Arctan-Funktion aus dem Verhältnis der beiden entstehenden sinus- und kosinusförmigen Sensorsignale gebildet wird, spielt die Stärke des Magnetfeldes, also auch die Alterung des Magneten, seine Temperaturabhängigkeit und sein Abstand zur Sensoroberfläche weitgehend keine Rolle. Sensiert wird lediglich die Drehlage seiner Magnetisierung.

Die maximale intrinsische Abweichung des Sensors wird vom Hersteller bei einem Messbereich von  $360^\circ$  mit  $\pm 2^\circ$  angegeben. Diese kann jedoch bei Kalibrierung des

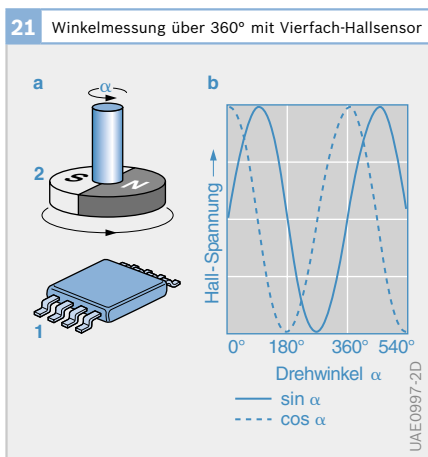
Sensors durch den Benutzer noch wesentlich verbessert werden. Die Genauigkeit des digitalen Ausgangs beträgt dann 10 bit bei einer Auflösung von 12 bit. Aufgrund der Verarbeitungszeit des Signalprozessors ist für eine Taktfrequenz von 20 MHz die kürzeste Samplingrate  $200 \mu\text{s}$ . Ein pulsweitenmodulierter Signalausgang kann mit maximal 1 kHz betrieben werden. Zur Initialisierung benötigt der Sensor 15 ms. Ein typischer Wert für die Messfeldstärke liegt bei ca. 40 mT. Bei Flussdichten über 0,7 T geht das Konzentratorplättchen in Sättigung.

Der Sensor kann vorteilhafterweise auch für jeglichen Messebereich  $< 360^\circ$  programmiert werden, wodurch eine zusätzliche Betriebssicherheit durch eine out-of-range-Überwachung entsteht (Anwendung z. B. als Winkelsensor im Fahrpedalmodul FPM2.3).

Winkel bis  $360^\circ$  lassen sich auch mit einfachsten Hall-ICs (Hall-Schalter), wie sie auch zur Drehzahlmessung eingesetzt werden, erfassen (Anwendung in Lenkwinkelsensoren vom Typ LWS1). Hierzu sind für eine  $n$ -bit-Auflösung  $n$  Hall-Schalter einspurig und äquidistant auf einem Kreis angeordnet (Bild 22). Eine weichmagnetische Codescheibe sperrt das Feld der einzelnen darüber liegenden Dauermagneten oder gibt es frei, sodass die Hall-Schalter beim Weiterdrehen der Scheibe nacheinander  $n$  verschiedene Codewörter erzeugen (serieller Code). Zur Vermeidung großer Anzeigefehler bei Übergangszuständen wird zweckmäßig der Graycode verwendet. Der Graycode ist so konzipiert, dass sich die Codewörter für zwei benachbarte Positionen – im Gegensatz z. B. zum Dualcode – nur in 1 bit unterscheiden, sodass eine evtl. Fehlanzeige beim Übergang von einer zur nächsten Position nie mehr als ein Winkelschritt betragen kann.

Zur Realisierung eines Lenkradwinkelsensors wird z. B. die Codescheibe mit der Lenkspindel und der Rest des Sensors mit dem Chassis verbunden. Eine Schwierigkeit dieses Sensors liegt jedoch darin,

**Bild 21**  
Winkelmessung am Ende einer Drehwelle mit Vierfach-Hallsensor der Firma Melexis, der einen integrierten Flusskonzentrator (IMC) zur Feldumlenkung enthält.  
a Messanordnung  
b primäre Ausgangssignale





dass die weichmagnetische Codescheibe aus Gründen der Einbautoleranzen an der Lenksäule schwimmend gelagert werden muss, was dort zu einer komplizierten und raumgreifenden Befestigung mittels einer flexiblen Plastikmanschette führt. Die Codescheibe wird aus Gründen der Luftspalttoleranz zwischen Ober- und Unterscheibe schleifend geführt. Eine entsprechende optoelektronische Lösung mit Lichtschranken ist weniger zufriedenstellend, da gegen die vorhandene Schmutzempfindlichkeit der Sensorelemente keine ausreichende Kapselung möglich ist.

Mehrfachumdrehungen können mit einer zusätzlichen einfachen 3-bit-Anordnung, deren Codescheibe über ein Untersetzungsgetriebe bewegt wird, erfasst werden. Die Auflösung solcher Anordnungen ist meist nicht besser als  $2,5^\circ$ .

### Feldplattensensoren

Neben dem transversal gerichteten Hall-Effekt tritt an Halbleiterplättchen auch noch ein longitudinaler Widerstandseffekt, auch Gauß-Effekt genannt, auf. Elemente, die diesen Effekt nutzen, sind als „Feldplatten“ (Handelsname Siemens) bekannt und werden aus einem III-V-Halbleiter, kristallinem Indiumantimonid (InSb), hergestellt. Im Gegensatz zu den Hallsensoren ist die optimale Plättchenform bei

Feldplatten eher kurz und gedungen, bildet also elektrisch zunächst einmal einen sehr niedrigen Widerstand. Um auf technisch nutzbare Werte im  $k\Omega$ -Bereich zu kommen, müssen viele solcher Plättchen hintereinander geschaltet sein. Dies wird elegant durch Einlagern von mikroskopisch kleinen Nickelantimonidnadeln hoher Leitfähigkeit in den Halbleiterkristall, quer zur Stromrichtung liegend, und durch zusätzliches Mäandrieren des Halbleiterwiderstands erreicht (Bild 23 und 24).

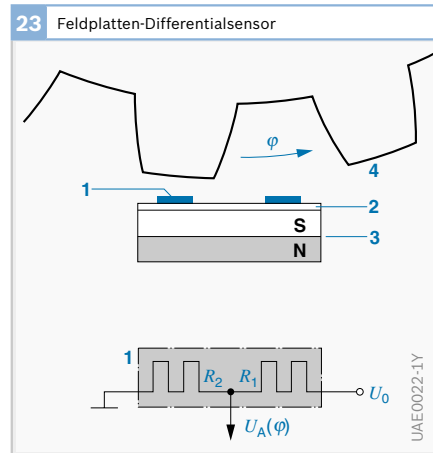
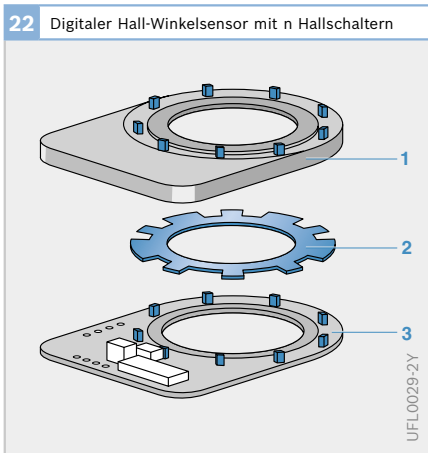
Die Abhängigkeit des Widerstands von der magnetischen Induktion  $B$  ist bis zu Induktionswerten von ca. 0,3 T quadratisch, darüber hinaus zunehmend linear. Der Aussteuerbereich ist nach oben unbegrenzt; das zeitliche Verhalten in technischen Anwendungen ist – wie auch beim Hall-Sensor – als praktisch trägheitsfrei zu betrachten.

Da der Widerstandswert von Feldplatten einen starken Temperaturgang aufweist (ca. 50 % Abnahme über 100 K), werden sie meist nur als Doppelanordnung in Spannungsteilerschaltung (Differenzialfeldplatten) geliefert. Die beiden Teilerwiderstände müssen dann in der jeweiligen Anwendung magnetisch möglichst gegensinnig angesteuert werden. Die Spannungsteilerschaltung garantiert aber trotz hohem Temperaturkoeffizienten der

**Bild 22**

Winkelmessung bis zu  $360^\circ$  mit einer kreisförmigen äquidistanten Anordnung von einfachen Hallschaltern

- 1 Gehäuse mit Permanentmagneten
- 2 Codescheibe
- 3 Leiterplatte mit Hallschaltern



**Bild 23**

Magnetische Ansteuerung eines Feldplatten-Differenzialsensors zur Zahnradabtastung (inkrementale Winkelmessung, Drehzahlensierung)

- 1 Feldplattenwiderstand  $R_1, R_2$
- 2 weichmagnetisches Substrat
- 3 Dauermagnet
- 4 Zahnrad

$U_0$  Versorgungsspannung  
 $U_A$  Ausgangsspannung bei Drehwinkel  $\varphi$

Einzelwiderstände eine recht gute Stabilität des Symmetriepunktes (Arbeitspunkt), bei dem beide Teilwiderstände auf gleichem Wert sind.

Um eine gute Messempfindlichkeit zu erreichen, werden die Feldplatten zweckmäßigerweise in einem magnetischen Arbeitspunkt von 0,1...0,3 T betrieben. Die erforderliche magnetische Vorspannung liefert im Allgemeinen ein kleiner Dauermagnet, dessen Wirkung mittels einer kleinen Rückschlussplatte noch verstärkt werden kann.

Vorteil der Feldplatten ist ihr hoher Signalpegel, der meist auch ohne Verstärkung im Voltbereich liegt und somit eine Elektronik vor Ort sowie die zugehörigen Schutzmaßnahmen erspart. Darüber hinaus sind sie als passive, resistive Bauelemente sehr unempfindlich gegen elektromagnetische Störungen und aufgrund ihres hohen Vorspannfeldes auch nahezu immun gegen magnetische Fremdfelder.

Wegen des starken Temperaturgangs findet die Feldplatte fast ausschließlich in inkrementalen Winkel- und Drehzahlmessern oder binären Grenzwertsensoren (mit Schaltcharakteristik) Anwendung.

### Anisotrop magnetoresistive Sensoren (AMR)

Dünne, etwa nur 30...50 nm starke NiFe-Legierungsschichten, zeigen elektromagnetisch anisotropes Verhalten. Das heißt, ihr elektrischer Widerstand verändert sich unter dem Einfluss eines Magnetfeldes. Widerstandsstrukturen dieser Art werden daher auch englisch als anisotropic magnetoresistive (abgekürzt AMR) elements, zu deutsch AMR-Elemente bzw. AMR-Sensoren bezeichnet. Die im Allgemeinen verwendete Metalllegierung ist auch als Permalloy bekannt.

#### Technologie und Ausführungsformen

Bei einem länglichen Widerstandsstreifen, wie in Bild 25a gezeigt, stellt sich auch ohne äußeres Steuerfeld eine kleine, spontane Magnetisierung  $M_S$  in Längsrichtung der Leiterbahn ein (Formanisotropie). Um ihr eine eindeutige Richtung zu geben – sie könnte theoretisch auch in Gegenrichtung weisen – werden AMR-Sensoren, wie eingezeichnet, daher oft mit einem schwachen Biasmagneten versehen. In diesem Zustand hat der Längswiderstand seinen größten Wert  $R_{||}$ . Wird der Magnetisierungsvektor unter Einwirkung eines zusätzlichen äußeren Feldes  $H_y$  um den Winkel  $\vartheta$  gedreht, so sinkt der Längswiderstand allmählich, bis er bei  $\vartheta = 0$  seinen Minimalwert  $R_{\perp}$  annimmt. Hierbei hängt der Widerstand nur vom Winkel  $\vartheta$  ab, der von der resultierenden Magnetisierung  $M_S$  und dem Strom  $I$  eingeschlossen wird, und er hat in Abhängigkeit von  $\vartheta$  einen etwa kosinusförmigen Verlauf:

$$(5) \quad R = R_0 \cdot (1 + \beta \cdot \cos^2 \vartheta) \\ \text{mit } R_{||} = R_0 \cdot (1 + \beta) ; R_{\perp} = R_0$$

Der Koeffizient  $\beta$  kennzeichnet dabei die maximal mögliche Widerstandsvariation. Sie beträgt etwa 3 %. Ist das äußere Feld sehr viel größer als die spontane Magnetisierung (bei steuernden Dauermagneten in aller Regel der Fall), dann bestimmt praktisch ausschließlich die Richtung des äußeren Feldes den wirksamen Winkel  $\vartheta$ . Der Betrag der Feldstärke spielt keine Rolle

24 Mikroskopische Aufnahmen einer Feldplatte

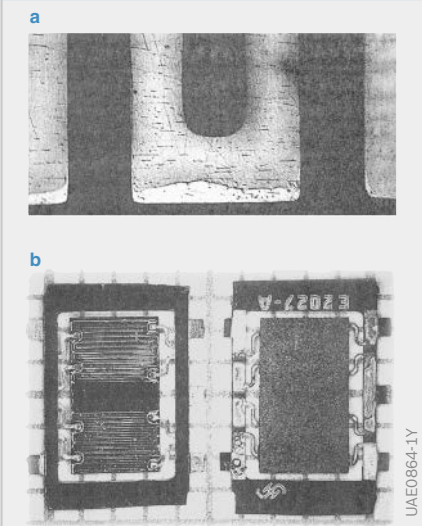


Bild 24

- a Mikroskopische Aufnahme (Ausschnitt)
- b auf Ferritsubstrat in Superachtfilm-Träger

mehr, d. h., der Sensor wird sozusagen „in Sättigung“ betrieben.

Hochleitfähige Kurzschlussstreifen (z. B. aus Gold) über der AMR-Schicht zwingen den Strom auch ohne äußeres Feld unter  $45^\circ$  gegen die spontane Magnetisierung (Längsrichtung) zu fließen. Durch diesen „Trick“ – „Barberpol-Sensor“ genannt – verschiebt sich die Sensorkennlinie gegenüber der des einfachen Widerstandes um  $45^\circ$ . Sie befindet sich also auch schon bei der äußeren Feldstärke  $H_y = 0$  im Punkt höchster Messempfindlichkeit (Wendepunkt).

Eine gegenseitige Streifung zweier Widerstände bewirkt auch, dass diese unter Einwirkung des gleichen Feldes ihren Widerstand gegensinnig ändern. Das heißt, während der eine größer wird, nimmt der andere ab.

Als Dünnschichtsensoren haben AMR-Sensoren ferner den Vorteil, dass sie z. B. durch Lasertrimmung auf Sollwert (z. B. Nullpunkt) abgeglichen werden können. Als Trägermaterial dienen oxidierte Siliziumscheiben, in die prinzipiell auch Elektronik zur Signalaufbereitung integriert sein kann. Derzeit werden jedoch aus Kostengründen Sensor- und Elektronikchip noch überwiegend getrennt gefertigt und z. B. auf einem gemeinsamen „Lead-frame“ montiert und verpackt. Das steuernde Magnetfeld  $B$  wird meistens durch

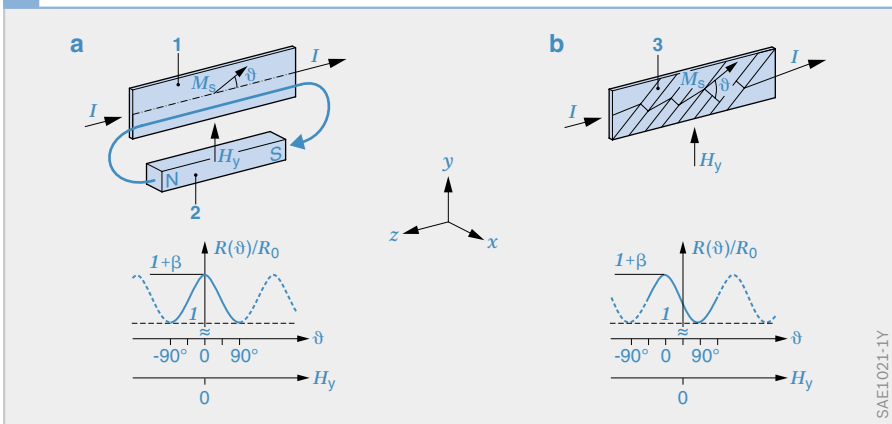
einen über dem Sensor translatorisch oder rotorisch bewegten Magneten erzeugt.

Neben den einfachen, zweipoligen AMR-Elementen gibt es auch Pseudo-Hall-Sensoren, in etwa quadratische NiFe-Dünnschichtstrukturen, die ähnlich wie normale Hall-Sensoren vier Anschlüsse haben. Zwei für den Strompfad und zwei quer dazu für den Abgriff einer (Pseudo-) Hall-Spannung (Bild 26). Im Gegensatz zum normalen Hall-Sensor besitzt der Pseudo-Hall-Sensor jedoch seine Empfindlichkeit für magnetische Felder in der Schichtebene und nicht senkrecht dazu. Auch zeigt er keine proportionale Kennlinie, sondern eine sinusförmige mit sehr hoher Formtreue zum Sinus, die in keiner Weise von der Stärke des Steuerfeldes und der Temperatur abhängt. Für ein zum Strompfad paralleles Feld verschwindet die Ausgangsspannung, um dann bei Drehung bis zum Winkel  $\varphi = 90^\circ$  eine Sinushalbperiode zu beschreiben. Die so gewonnene Sinusspannung ergibt sich mit der Amplitude also zu:

$$(6) \quad U_H = u_H \cdot \sin 2\varphi$$

Wird das äußere Steuerfeld einmal um  $\varphi = 360^\circ$  gedreht, folgt die Ausgangsspannung also zwei vollen Sinusperioden. Die Amplitude  $u_H$  ist jedoch sehr wohl von der Temperatur und der Luftspaltweite zwischen Sensor und Steuermagnet abhängig;

25 AMR-Grundprinzip, Barberpol-Struktur



sie nimmt mit wachsender Temperatur und größer werdendem Luftspalt ab.

Die Messempfindlichkeit der Pseudo-Hall-Elemente lässt sich noch beträchtlich steigern (ohne die Sinusform allzu sehr zu verfälschen), wenn die ursprünglich vollflächigen Elemente von „innen her“ ausgehöhlt werden, sodass nur noch der Rahmen stehen bleibt (**Bild 26b**). Durch diese Modifikation geht der Pseudo-Hall-Sensor auch seiner geometrischen Form nach in eine Vollbrücke aus vier AMR-Widerständen über (**Bild 26c**). Selbst eine zusätzliche Mäandrierung der Brückenwiderstände verfälscht die Sinusform des Signals noch nicht allzu sehr, wenn nur eine gewisse Bahnbreite der Mäander nicht unterschritten wird.

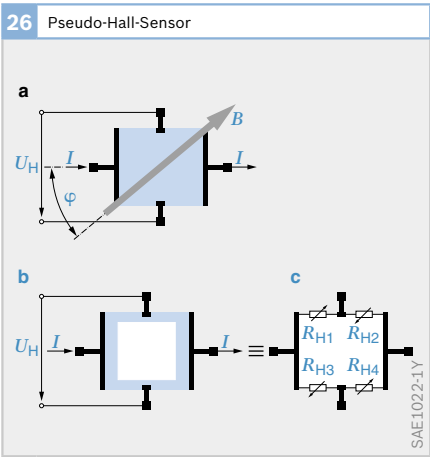
Einfacher AMR-Winkelsensor für Bereiche < 30°

Magnetoresistive Winkelsensoren in der Version Barberpol mit begrenzter Genauigkeit und eingeschränktem Messbereich (max. ±15°) nutzen die Verstimmung eines magnetoresistiven Spannungsteilers (Differenzialsensor), bestehend aus länglichen (eventuell auch mäandrierten) Permalloy-Widerständen mit hochleitfähigen Querstreifen aus Gold (**Bild 27**). Zwar ist bei solchen Sensoren der Nullpunkt vom Abstand des Magneten zum Sensor weitgehend un-

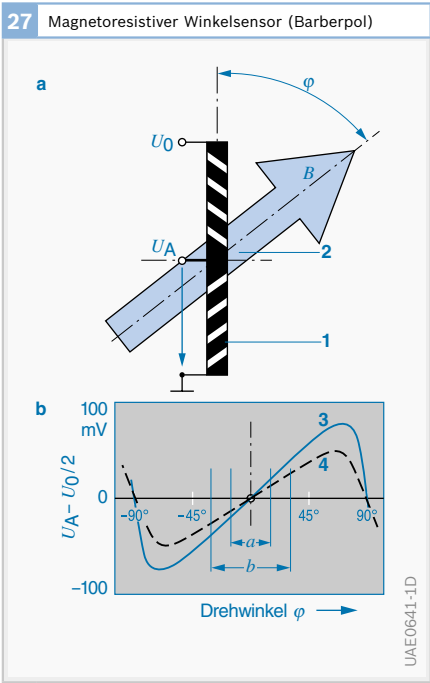
abhängig, nicht dagegen die Steigung der Kennlinie, die ebenso auch noch von der Temperatur abhängt (TK etwa  $-3 \cdot 10^{-3}/K$ ). Ein solcher Sensor war schon als kostengünstige Alternative in Betracht gezogen worden zur Messung von Pedalpositionen.

Einfacher AMR-Wegsensor für mm-Bereich  
Ebenso lassen sich mit einzelnen Differenzial-Barberpolen einfachste Wegsensoren mit einem Messbereich von typischerweise einigen Millimetern aufbauen (**Bild 28**). Zur Erzielung guter Genauigkeit bedarf es jedoch eines konstanten Abstandes (Luftspalt) zwischen Sensor und bewegten Magneten, der die zu messende Position  $s$  verkörpert. Der Temperaturgang der Kennliniensteigung lässt sich sehr leicht und gut mittels eines zusätzlichen metallischen Dünnschichtsensoren auf gleichem Trägersubstrat kompensieren, der etwa den gleichen TK, jedoch mit umgekehrten Vorzeichen aufweist (z. B. Pt, Ti, Ni).

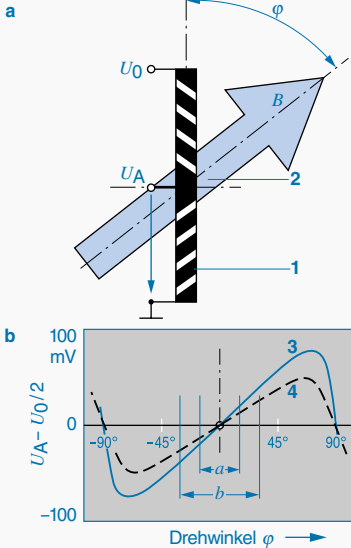
**Bild 27**  
Messbereich bis ±15°  
a Messprinzip  
b Kennlinie  
1 Permalloy-Widerstände  
2 drehbarer Dauermagnet mit Steuerinduktion  $B$   
3 niedrige Betriebstemperatur  
4 höhere Betriebstemperatur  
 $U_A$  Ausgangsspannung  
 $U_0$  Versorgungsspannung (5V)  
 $\varphi$  Drehwinkel



**Bild 26**  
a Vollflächige Grundform  
b abgewandelte Form mit ausgehöhlter Fläche  
c elektrisches Ersatzschaltbild für Form b



**27** Magnetoresistiver Winkelsensor (Barberpol)



UAE0641-1D

### Hochgenauer Multisensor (POMUX) für Wegbereiche > 10 mm

Es gibt einen mit einfachen Barberpolen aufgebauten intelligenten Multisensor zur Wegmessung, der auch unter dem Handelsnamen POMUX (Positionsmultiplex) bekannt ist. Er benutzt die Tatsache, dass der Symmetrie- oder Nullpunkt der Kennlinie absolut unabhängig vom Luftspalt und der Temperatur ist. Sein Einsatz wurde schon des öfteren auch im Kfz in Betracht gezogen (z. B. Dämpferhubmessung), da er hervorragende Eigenschaften, insbesondere eine extreme Genauigkeit, besitzt. Er wurde auch schon in kreisrunder Form als Winkelsensor zur Abtastung eines tieffrequent abgestimmten Schwerependels dargestellt, mit dem die Lage des Fahrzeugs erfasst werden könnte (Neigungssensor).

### Winkelsensor für 180°

Magnetoresistive Winkelsensoren in der Version Pseudo-Hall nutzen die hochgetreue Sinusform des Signals, das an den Ausgangsklemmen einer vierpoligen, vollflächigen Sensorstruktur abgegriffen wird. Hierbei entsprechen zwei volle Perioden des elektrischen Ausgangssignals einer mechanischen Drehung des Magneten um 360°. Mit einem zweiten, um 45° gedrehten Element wird zusätzlich ein Kosinus-Signal

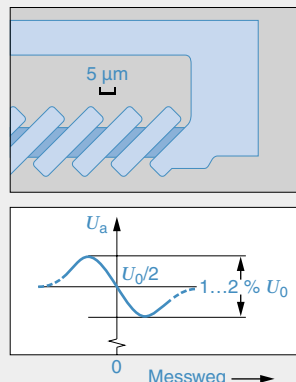
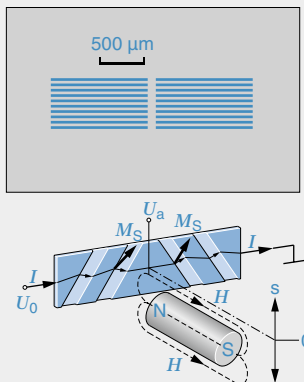
erzeugt (Bild 30). Aus dem Verhältnis der beiden Signalspannungen kann (z. B. unter Benutzung der Arctan-Funktion) mit hoher Genauigkeit über einen Bereich von 180° weitestgehend unabhängig von Temperaturänderungen und Intensitätsschwankungen des Magnetfelds (Abstand, Alterung) der Messwinkel bestimmt werden (z. B. mit Mikrocontroller oder ASIC).

Eine weitere Voraussetzung für eine hohe Genauigkeit dieses Sensorprinzips ist, dass an beiden Brücken das Feld zumindest die gleiche Richtung besitzt (Betrag ist ab einer bestimmten Stärke nicht bedeutsam), was genau genommen nur garantiert werden kann, wenn beide Brücken übereinander liegen. Es konnte ein Design gefunden werden, das die beiden um 45° versetzten Brücken so ineinander verwebt, dass die Brücken als am gleichen Punkt und quasi übereinander liegend betrachtet werden können (Bild 29).

### Winkelsensor für 360°

Als gravierender Nachteil der AMR-Winkelsensoren erscheint deren natürliche Begrenzung auf einen eindeutig erfassbaren Winkelbereich von 0°...180°. Diese Beschränkung lässt sich jedoch überwinden durch Modulation der Magnetfeldrichtung mittels eines alternierenden magnetischen Hilfsfeldes (Bild 31). Denn im Gegensatz zu

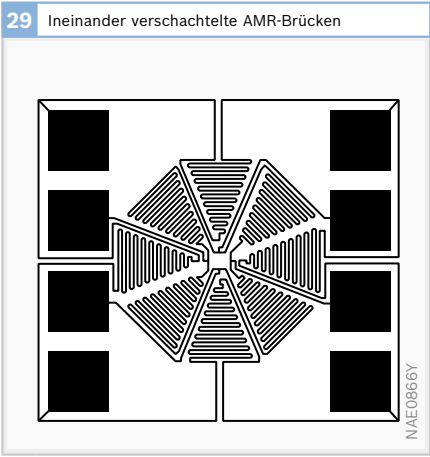
## 28 Wegmessung mit einzelndem Differenzial-Barberpol



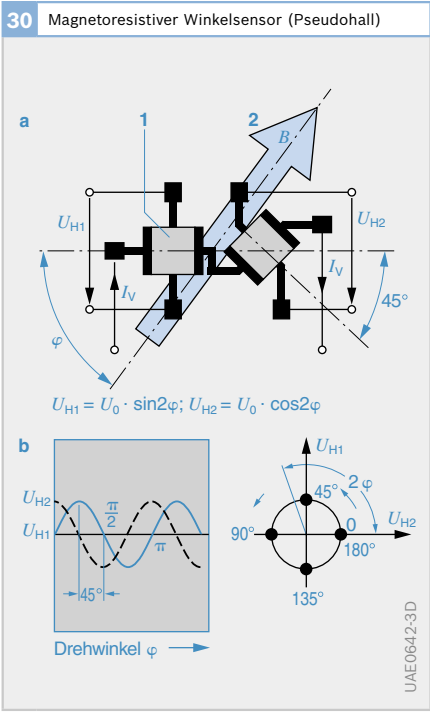
den 180°-periodischen COS- und SIN-Sensorsignalen besitzen diese Modulationssignale eine 360°-Periodizität. Und so gelingt es, allein durch Vorzeichenauswertung der Modulationssignale eine Bereichsun-

terscheidung und damit eine Verdopplung des Eindeutigkeitsbereichs auf 0°...360° zu erreichen. Dadurch, dass das Hilfsfeld bei den beiden Sensorbrücken in unterschiedliche Richtungen zeigt, sind die beiden Modulationssignale phasenverschoben. Zur Bereichsunterscheidung genügt es, lediglich das Vorzeichen des betragsmäßig stärksten Modulationssignals zu bestimmen. Damit ist die Bereichsunterscheidung unkritisch und selbst bei stark verrauschten Modulationssignalen noch gut möglich. Das magnetische Hilfsfeld wird durch eine auf dem AMR-Sensorchip integrierte Planarspule erzeugt (Bild 32). Entsprechend

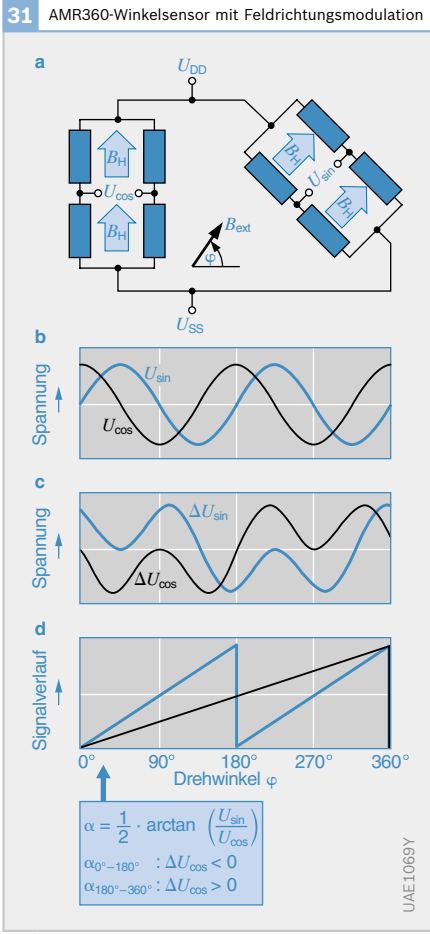
**Bild 29**  
Ineinander verschachteltes Design zweier um 45° gedrehter AMR-Brücken



**Bild 30**  
Messbereich bis 180°  
a Messprinzip  
b Ausgangssignale  
1 Dünne NiFe-Schicht (AMR-Sensor)  
2 drehbarer Dauermagnet mit Steuerinduktion  $B$   
 $I_V$  Speisestrom  
 $U_{H1}$ ,  $U_{H2}$  Messspannungen  
 $\varphi$  Drehwinkel



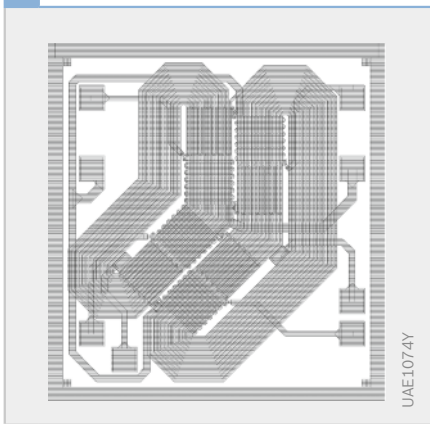
**Bild 31**  
a Brückenschaltung  
b Ausgangssignale der Wheatstone-Brücken  
c Einfluss des Hilfsfelds auf die Signale  
d Ausgangssignal der Auswerteschaltung  
 $B_H$  Steuerinduktion  
 $U_{DD}$ ,  $U_{SS}$  Speisepannung  
 $U_{\sin}$  Messspannungen  
 $U_{\cos}$   
 $\varphi$  Drehwinkel



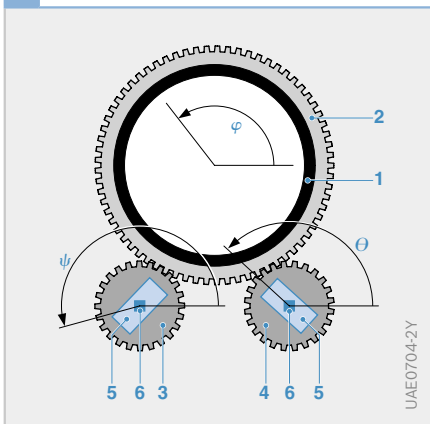
der Leitungsführung zeigt das Hilfsfeld bei der COS- und der SIN-Vollbrücke in um 45° unterschiedliche Richtungen.

Der Sensor kann nur am Ende einer Drehwelle angebaut werden. So kann er z. B. am Ende der Lenkspindel zur Messung des Lenkradwinkels angebaut werden bei Systemen, die ohne Erfassung der Mehrfachumdrehung der Lenkspindel auskommen (z. B. Lenkwinkelsensor LWS4).

32 Layout des AMR360-Winkelsensor



33 Anordnung für Winkelmessung größer 360°



### Winkelsensor im Bereich über 360° (Mehrfachumdrehungen)

Mehrere Umdrehungen eines drehbaren Teils wie z. B. der Lenkspindel lassen sich mit einer Doppelanordnung von „Pseudo-Hall-Drehwinkelsensoren (à 180°)“ messen. Die beiden zugehörigen Dauermagnete werden über ein hoch übersetzendes Zahnradgetriebe gedreht (**Bild 33**). Da sich die beiden abtreibenden kleineren Zahnräder, die die Steuermagnete tragen, um einen Zahn unterscheiden (Zähnezahl  $m$  und  $m+1$ ), ist ihre gegenseitige Phasenlage (Differenz der Drehwinkel:  $\Psi - \Theta$ ) ein eindeutiges Maß für die absolute Winkelstellung  $\varphi$  der Lenkspindel. Das System ist so ausgelegt, dass diese Phasendifferenz bei insgesamt vier Umdrehungen der Lenkspindel 360° nicht überschreitet und so die Eindeutigkeit der Messung gewahrt bleibt. Jeder Einzelsensor bietet darüber hinaus eine nicht eindeutige Feinauflösung des Drehwinkels. Mit einer solchen Anordnung lässt sich z. B. der gesamte Lenkwinkelbereich genauer als 1° auflösen (Anwendung dieses Prinzips im Lenkwinkelsensor LWS3).

### Giant Magnetoresistive Sensoren (GMR)

Die GMR-Sensortechnologie wurde vor wenigen Jahren entwickelt und findet jetzt erste Anwendungen bei der Winkel- und Drehzahlsensierung im Kfz-Bereich. Die wesentlichen Vorteile der GMR- gegenüber den AMR-Sensoren sind der natürliche 360°-Eindeutigkeitsbereich bei der Winkelsensierung und die höhere Magnetfeldempfindlichkeit bei der Drehzahlsensierung.

Anders als die AMR-Sensoren bestehen die GMR-Sensoren nicht nur aus einer magnetischen Funktionsschicht, sondern vielmehr aus einem komplexen Schichtsystem. Man unterscheidet im Wesentlichen zwei Systeme: Zum einen die GMR-Multilagen mit typischerweise ca. 20 Sequenzen aus alternierend weichmagnetischen und nichtmagnetischen Einzelschichten (**Bild 34a**). Zum anderen die GMR-Spinvalves, bestehend aus antiferromagnetischen,

**Bild 33**

- 1 Lenkachse
- 2 Zahnkranz
- 3 Zahnrad mit  $m$  Zähnen
- 4 Zahnrad mit  $m + 1$  Zähnen
- 5 Magnete
- 6 AMR-Messzellen
- $\varphi$  Drehwinkel der Lenksäule,
- $\Psi, \Theta$  Drehwinkel der kleinen Zahnräder



ferromagnetischen und nichtmagnetischen Funktionsschichten. Die Einzelschicht-dicken liegen bei beiden Systemen im Bereich 1...5 nm, umfassen also nur wenige Atomlagen.

Der elektrische Widerstand eines GMR-Schichtstapels hängt vom Winkel zwischen den Magnetisierungen benachbarter ferromagnetischer Einzelschichten ab. Er ist maximal bei deren antiparalleler Ausrichtung und minimal bei paralleler Ausrichtung (Bild 34b).

GMR-Multilagen

Die relative Widerstandsänderung (GMR-Effekt) beträgt bei GMR-Multilagen 20...30 % und liegt damit um einen Faktor 10 über dem AMR-Effekt. Um den Arbeitspunkt in einen empfindlichen Bereich der Kennlinie zu legen, wird der GMR-Multilagenstapel um eine hartmagnetische Schicht ergänzt, die ein geeignetes Biasfeld bereitstellt. Die Sensitivität einer derartigen Sensorstruktur liegt bei ca. 0,8 %/mT und damit über der von AMR-Barberpol-Strukturen.

GMR-Spinvalves

Anders als die GMR-Multilagen eignen sich GMR-Spinvalves (Bild 35) auch zur Winkelsensierung. Bei diesen wird die für die Winkelsensierung erforderliche Referenzmagnetisierung dadurch erzeugt, dass die Magnetisierungsrichtung einer der ferromagnetischen Schichten (FM1) durch die Wechselwirkung mit einer benachbarten antiferromagnetischen Schicht (AFM) fixiert (gepinnt) wird. Diese wird daher auch als „Pinned Layer“ bezeichnet. Dagegen ist die Magnetisierung der über eine nichtmagnetische Zwischenschicht weitgehend magnetisch entkoppelten zweiten ferromagnetischen Schicht (FM2) frei mit dem äußeren Magnetfeld drehbar. Diese wird dementsprechend als „Free Layer“ bezeichnet.

Der Widerstand ändert sich mit einer kosinusförmigen Abhängigkeit vom Winkel  $\varphi$  zwischen der äußeren Feldrichtung und der Referenzrichtung. Entscheidend für die Genauigkeit der Winkelmessung ist die Stabilität der Referenzmagnetisierung gegen die Einwirkung des äußeren Feldes. Diese Stabilität wird durch Verwendung

Bild 34

- a Aufbau
- b Widerstandsänderung in Abhängigkeit des magnetischen Feldes

FM Weichmagnetische Einzelschicht  
NM nichtmagnetische Einzelschicht

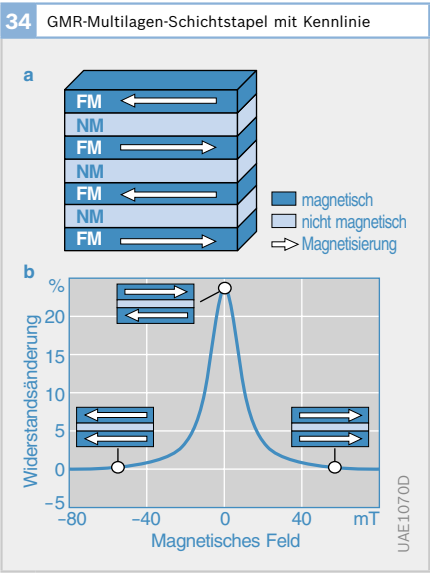
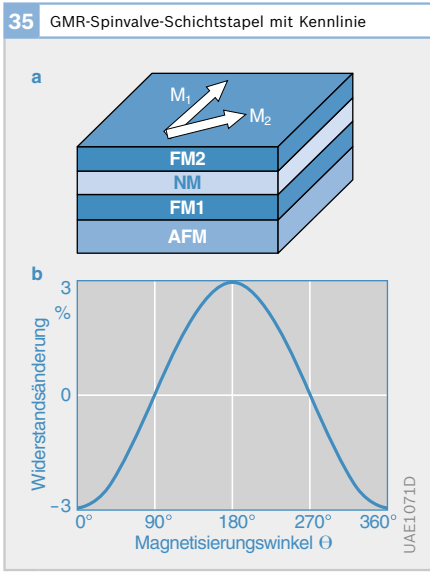


Bild 35

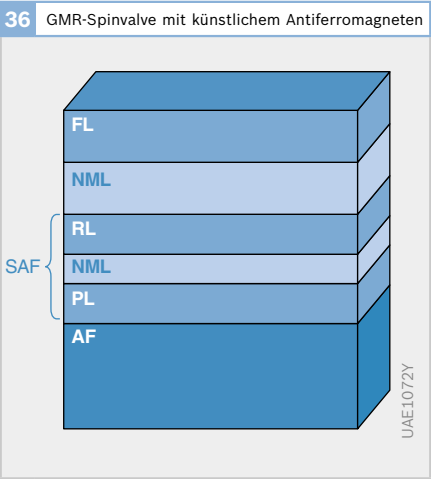
- a Aufbau
- b Widerstandsänderung in Abhängigkeit vom Magnetisierungswinkel

FM1 Antiferromagnetische Einzelschicht  
FM2 ferromagnetische Einzelschicht  
NM nichtmagnetische Einzelschicht

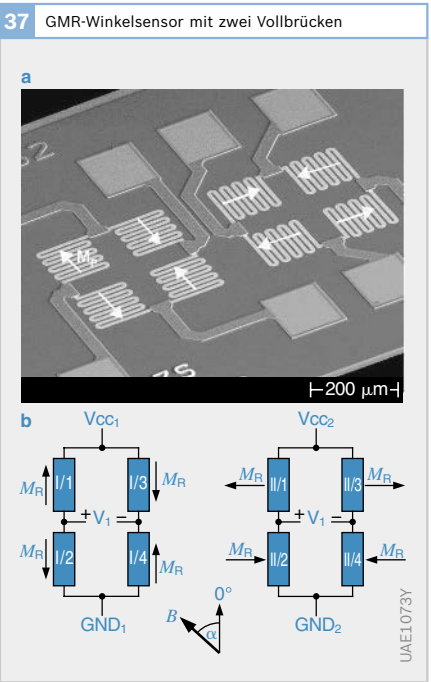


eines zusätzlichen künstlichen Antiferromagneten (SAF) deutlich erhöht (Bild 36). Bei diesem handelt es sich um zwei ferromagnetische Schichten, die über eine sehr dünne nichtmagnetische Zwischenschicht stark antiferromagnetisch gekoppelt sind und aufgrund ihres dann in Summe verschwindenden magnetischen Netto-Moments dem äußeren Feld keine Angriffsfläche mehr bieten. Die Magnetisierung einer dieser beiden Schichten wird vom benachbarten natürlichen Antiferromagneten (AFM) gepinnt. Maßgeblich für das magnetische Verhalten des Schichtsystems ist sowohl die Wechselwirkung des Pinned Layers (PL) mit dem natürlichen Antiferromagneten (AFM) als auch die gegenseitige Wechselwirkung der ferromagnetischen Schichten (PL, RL, FL). Darüberhinaus wird das Verhalten auch, wie bei den AMR-Sensorstrukturen, durch die Form- und Kristallanisotropie der einzelnen Magnet-schichten geprägt.

Ein GMR-Winkelsensor besteht wie ein AMR-Winkelsensor aus zwei Vollbrücken, von denen die eine ein Kosinus- und die andere ein Sinussignal in Abhängigkeit der äußeren Feldrichtung liefert (Bild 37). Die hierfür erforderlichen unterschiedlichen magnetischen Referenzrichtungen  $M_R$  werden durch lokales Aufheizen der einzelnen Brückenwiderstände und Abkühlung bei anliegendem Magnetfeld geeigneter Orientierung erzeugt. Durch Arctan-Verknüpfung der beiden Brückensignale kann die Feldrichtung eindeutig über dem vollen Winkelbereich von  $0^\circ \dots 360^\circ$  bestimmt werden.



**Bild 37**  
a Layout  
b Beschaltung  
 $M_R$  magnetische Referenzmagnetisierung



**Bild 36**  
FL Freie Schicht (free layer)  
NML Zwischenschicht  
RL Referenzschicht  
PL gepinnte Schicht (pinned layer)  
AF Antiferromagnet

Wellenausbreitungssensoren

Die Sensorentwicklung konzentrierte sich in den letzten Jahren zunehmend auf Sensoren, die das nähere und weitere Umfeld, d. h. den Abstand zu anderen Fahrzeugen bzw. Verkehrsteilnehmern und zu Hindernissen erfassen. Die Fahrzeugrundumsicht (Bild 38) ermöglicht Systeme, die die Sicherheit erhöhen und die Fahrzeugführung unterstützen (Fahrerassistenzsysteme).

Ultraschalltechnik

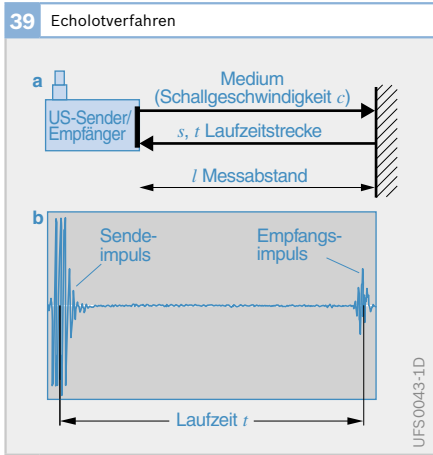
Für die Abstandsmessung zwischen Fahrzeug und einem Hindernis werden im Erkennungsbereich bis ca. 2,5 m Ultraschallsensoren eingesetzt. Damit lässt sich die Umgebung des Fahrzeugs beim Ein- und Ausparken, beim Rangieren und Rückwärtsfahren überwachen (Einparkhilfe).

Analog zum Echolotverfahren senden Ultraschallsensoren Ultraschallimpulse mit einer Frequenz von ca. 43,5 kHz aus und detektieren das Zeitintervall zwischen Aussenden der Impulse und Eintreffen der von Hindernissen reflektierten Echoimpulse (Bild 39). Der Abstand  $l$  zwischen Sensor und nächstgelegenen Hindernis ergibt sich aus der Laufzeit  $t_e$  des zuerst eintreffenden Echoimpulses und der Schallgeschwindigkeit  $c$  in Luft (ca. 340 m/s):

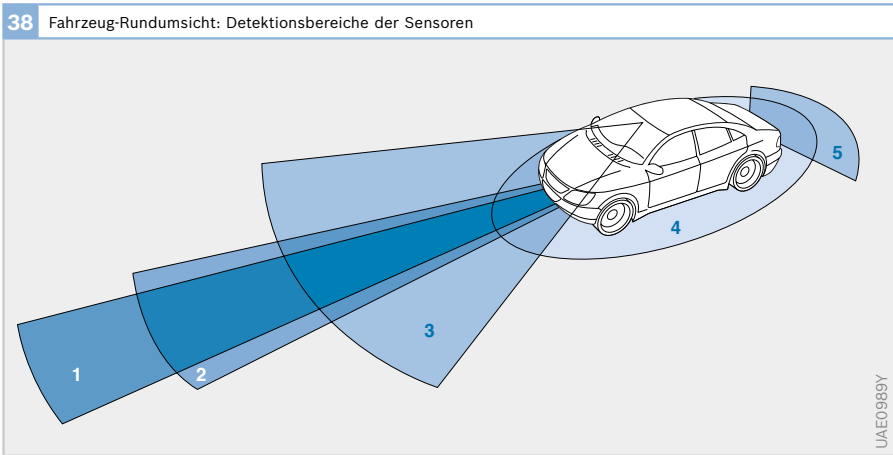
$$l = 0,5 \cdot t_e \cdot c$$

Im vorderen und hinteren Bereich des Fahrzeugs werden jeweils bis zu sechs Sensoren eingesetzt. Damit ergibt sich ein großer Erfassungswinkel für die Umfeldsensierung. Der geometrische Abstand  $a$  eines Hindernisses zur Fahrzeugfront wird mit dem Triangulationsverfahren aus den Messergebnissen (Entfernung  $b$  und  $c$ ) zweier Ultraschallsensoren bestimmt, die im Abstand  $d$  zueinander angebracht sind (Bild 40). Der Autofahrer erhält beim Annähern an ein Hindernis ein optisches und/oder akustisches Signal.

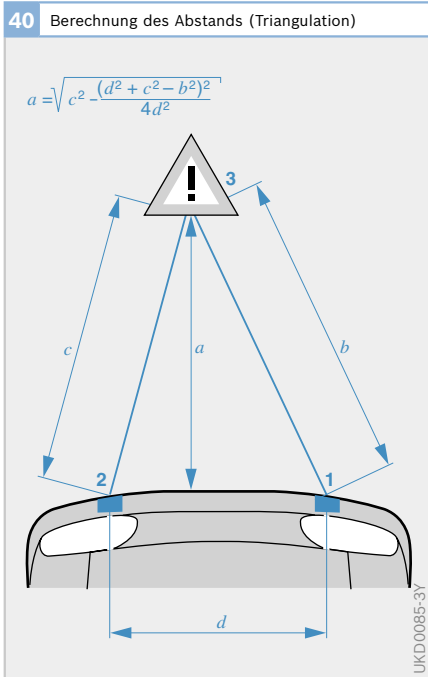
**Bild 39**  
Prinzip der Abstandsmessung mittels Ultraschall  
a Aufbau  
b Signalverlauf



**Bild 38**  
1 77 GHz Long Range Radar Fernbereich ≤ 200 m horizontaler Öffnungswinkel ± 8°  
2 Infrarot Nachtsichtbereich ≤ 150 m horizontaler Öffnungswinkel ± 10°  
3 Video Mittelbereich ≤ 80 m horizontaler Öffnungswinkel ± 22°  
4 Ultraschall Ultranahbereich ≤ 3 m horizontaler Öffnungswinkel ± 60°  
5 Video Heckbereich horizontaler Öffnungswinkel ± 60°



Die Detektionscharakteristik ist asymmetrisch ausgebildet (**Bild 41**). Der Erfassungswinkel in der Vertikalen ist geringer gegenüber der Horizontalen, um zu verhindern, dass z. B. Bodenunebenheiten als Hindernis erkannt werden.



### Radartechnik

Für die Umfeldsensierung bis zu Entfernungen von 200 m wird Radar (Radio Detection and Ranging) eingesetzt. Radargeräte senden elektromagnetische Wellen aus, die an metallischen Oberflächen reflektieren und vom Empfangsteil des Radargeräts wieder empfangen werden. Aus dem Vergleich von empfangenem Signal mit dem ausgesendeten Signal bezüglich Zeit und/oder Frequenz kann der Abstand und die Relativgeschwindigkeit zu dem reflektierenden Objekt ermittelt werden.

Diese Technik wird im Kfz-Bereich im ACC-System (Adaptive Cruise Control, adaptive Geschwindigkeitsregelung) angewendet. ACC ermöglicht eine Geschwindigkeitsregelung, die im Falle eines langsamer voraus fahrenden Fahrzeugs die Geschwindigkeit reduziert und damit einen vorgegebenen Abstand einhält.

### Laufzeitmessung

Bei allen Radarverfahren basiert die Abstandsmessung auf der direkten oder indirekten Laufzeitmessung für die Zeitdauer zwischen der Aussendung des Radarsignals und dem Empfang des Signalechos. Bei der direkten Laufzeitmessung wird die Zeitdauer  $\tau$  gemessen. Diese ergibt sich bei direkter Reflexion durch den doppelten Abstand  $d$  zum Reflektor und der Lichtgeschwindigkeit  $c$  zu:

$$\tau = 2d/c$$

Bei einem Abstand von  $d = 150$  m und  $c \approx 300\,000$  km/s beträgt die Laufzeit

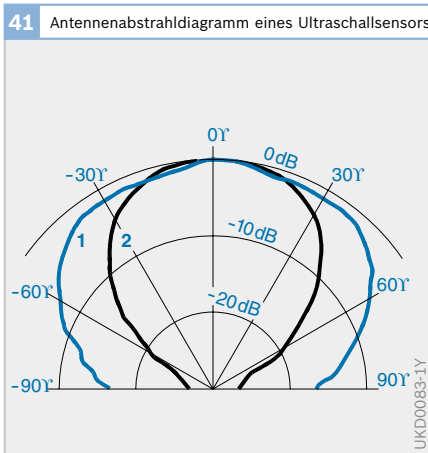
$$\tau \approx 1 \mu\text{s}.$$

### Frequenzmodulation

Eine direkte Laufzeitmessung ist aufwändig. Einfacher ist eine indirekte Laufzeitmessung. Das Verfahren ist als FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) bekannt. Statt des Vergleichs der Zeiten zwischen Sendesignal und Empfangsecho werden beim FMCW-Radar die Frequenzen zwischen Sendesignal und Empfangsecho verglichen. Voraussetzung für eine sinnvolle Messung ist eine zeitlich veränderliche Sendefrequenz.

**Bild 40**

- a Abstand Stoßfänger zu Hindernis
- b Abstand Sensor 1 zu Hindernis
- c Abstand Sensor 2 zu Hindernis
- d Abstand Sensor 1 zu Sensor 2
- 1, 2 Send- und Empfangssensor
- 3 Hindernis



**Bild 41**

- 1 Horizontal
- 2 vertikal

Beim FMCW-Verfahren werden linear in der Frequenz modulierte Radarwellen mit einer Dauer von typischerweise einigen Millisekunden und einem Hub von einigen hundert MHz ausgesandt ( $f_s$ , durchgezogene Kurve in **Bild 42**). Das an einem vorausfahrenden Fahrzeug reflektierte Signal ist entsprechend der Signallaufzeit verzögert ( $f_e$ , gestrichelte Linie in **Bild 42**). In der ansteigenden Rampe ist es somit von niedrigerer Frequenz, in der abfallenden Rampe von einer um den gleichen Betrag höherer Frequenz. Die Frequenzdifferenz  $\Delta f$  ist ein direktes Maß für den Abstand.

Besteht zusätzlich noch eine Relativgeschwindigkeit zwischen den Fahrzeugen, so wird die Empfangsfrequenz  $f_e$  wegen des Dopplereffektes sowohl in der aufsteigenden wie auch in der abfallenden Rampe um einen bestimmten Betrag  $\Delta f_d$  erhöht ( $f_e'$ , gepunktete Linie in **Bild 42**). Hierdurch ergeben sich zwei unterschiedliche Frequenzdifferenzen  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$ . Ihre Addition ergibt den Abstand, ihre Subtraktion die Relativgeschwindigkeit der Fahrzeuge zueinander.

Die Signalverarbeitung im Frequenzbereich liefert somit für jedes Objekt eine Frequenz, die sich als Linearkombination je eines Terms für Abstand und Relativgeschwindigkeit ergibt. Aus den gemessenen Frequenzen von zwei Rampen mit

verschiedener Steigung lassen sich somit für ein Objekt Abstand und Relativgeschwindigkeit bestimmen. Für Szenarien mit mehreren Zielen sind mehrere Rampen unterschiedlicher Steigung erforderlich.

### Doppler-Effekt

Obwohl sich aus aufeinander folgenden Messungen des Abstands die Relativgeschwindigkeit des Messobjekts bestimmen lässt, kann diese Messgröße schneller, zuverlässiger und genauer durch die Nutzung des Doppler-Effekts gemessen werden.

Für ein sich relativ zum Radarsensor bewegendes Objekt (Relativgeschwindigkeit  $v_{rel}$ ) erfährt das Signalecho gegenüber dem abgestrahlten Signal eine Frequenzverschiebung  $f_D$ . Diese beträgt bei den hier relevanten Differenzgeschwindigkeiten:

$$f_D = -2f_C \cdot v_{rel}/c$$

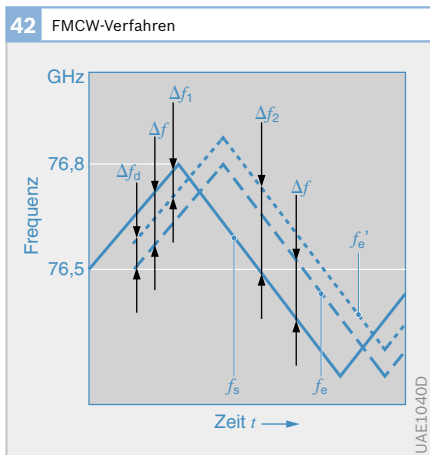
Dabei ist  $f_C$  die Trägerfrequenz des Signals. Bei den für ACC gebräuchlichen Radarfrequenzen von  $f_C = 76,5$  GHz ergibt sich eine Frequenzverschiebung von  $f_D \approx -510 \cdot v_{rel}/m$ , also 510 Hz bei -1 m/s Relativgeschwindigkeit (Annäherung).

### Messen des Winkels

Als dritte Basisgröße wird die seitliche Lage des Radarobjekts gesucht. Diese kann nur bestimmt werden, wenn der Radarstrahl in verschiedene Richtungen abgestrahlt wird und aus den Signalen die Richtung mit der stärksten Reflektion bestimmt wird. Dazu ist entweder ein schnelles Schwenken („Scannen“) eines Strahls oder eine mehrstrahlige Antennenanordnung notwendig.

### Hochfrequenzteil des ACC-Sensors

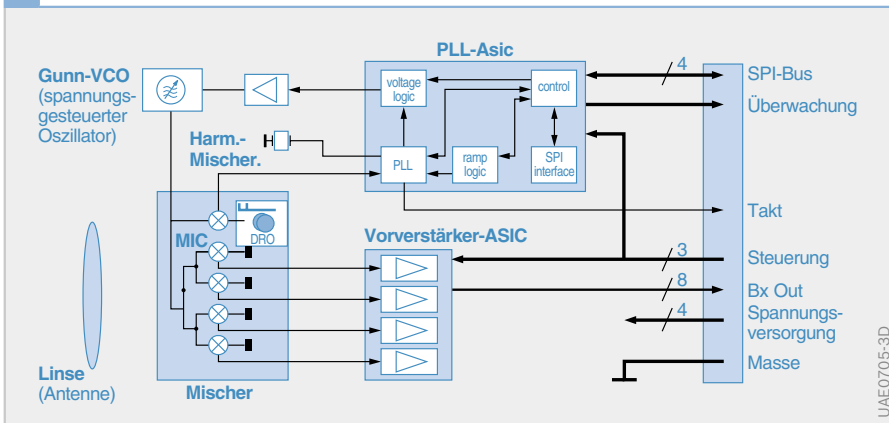
Die HF-Leistung wird mit einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO, Voltage-Controlled Oscillator), bestehend aus einer Gunn-Diode in mechanischem Resonator, zwischen 76 und 77 GHz erzeugt (**Bild 43**). Eine Regelektronik (PLL-ASIC, PLL = Phase Locked Loop) steuert über einen Leistungstreiber den VCO an und



**Bild 42**

- $f_s$  Sendesignal
- $f_e$  Empfangssignal bei gleicher Geschwindigkeit
- $f_e'$  Empfangssignal bei vorhandener Relativgeschwindigkeit

43 Blockschaltbild eines 4-Kanal-FCMW-Radars



sorgt für die Frequenzstabilisierung und -modulation.

Die HF-Leistung wird über drei Wilkinson-Teiler auf die vier Send-/Empfangskanäle aufgeteilt. Über „Durchblase“-Mischer wird einerseits diese Leistung der Antenne zugeführt, andererseits wird das Empfangssignal ins Basisband heruntergemischt.

Das Antennensystem besteht aus vier kombinierten Send- und Empfangs-Patches auf dem HF-Substrat, vier Polyrods (Kunststoffkegel) zur Vorfokussierung und einer Kunststofflinse zur Strahlbündelung. Als Teil des Gehäuses dient die Linse gleichzeitig als Radar-optisches Fenster und Abschirmung. Die Radarwellen werden von den vier Antennenpatches gleichzeitig und kohärent abgestrahlt, sodass sich eine resultierende Sendewelle ergibt. Die eigentliche Trennung in die vier separaten Strahlen findet erst auf der Empfangsseite statt. Hier werden vier getrennt aufgebaute Empfangskanäle eingesetzt.

### Positions- und Wegmessung mit GPS

GPS ist ein globales Ortungssystem (Global Positioning System) auf Satellitenbasis, das die Amerikaner zunächst für militärische Zwecke schufen, später aber zunehmend auch für zivile Zwecke freigaben. Mit insgesamt 24 Satelliten (21 in Funktion, drei in Reserve) in einer Flughöhe von 20 183 km ist das System seit 1993 vollständig ausgebaut. Inzwischen sind sogar mehr als 24 Satelliten verfügbar. Sie sind mit einer Umlaufzeit von 12 h auf sechs kreisförmigen Bahnen so verteilt, dass von jedem Punkt der Erde aus stets mindestens vier (meist jedoch bis zu acht) über dem Horizont sichtbar sind. Sie senden fortlaufend (digitale) Signale auf einer Trägerfrequenz von 1,57542 GHz. Die Signale beinhalten vereinfacht gesagt folgende Botschaft:

- Identifikationscode des Satelliten,
- Position des Satelliten,
- Sendezeitpunkt der Botschaft (inklusive Datum).

Zur hochgenauen Bestimmung der Sendezeit stehen an Bord der Satelliten je zwei Cäsium- und zwei Rubidiumuhren zur Verfügung, die eine Abweichung von weniger als 20...30 ns aufweisen. Die auszuwertenden Signallaufzeiten liegen typisch im

Bereich von ca. 70 ms. Die Satelliten identifizieren sich mit einem Pseudozufallscode (PRN-Nummer), der 1 023 bit lang ist und nach je 1 ms fortlaufend wiederholt wird. Er wird dem Träger als Phasenmodulation aufgeprägt.

Mit einem GPS-Empfänger, bestehend aus GPS-Antenne, Signalempfangsteil, Präzisionsuhr und Mikroprozessor, kann ein Nutzer mit diesen Informationen seine eigene geographische Position dreidimensional bestimmen. Theoretisch genügen dazu die Signale von drei Satelliten. Da die weniger aufwändigen Uhren mobiler Empfänger (Schwingquarze) jedoch von den Satellitenuhren etwas abweichen, muss ein vierter Satellit herangezogen werden, mit dem der Fehler der Empfängeruhr eliminiert werden kann. Aus den gemessenen Signallaufzeiten wird auf die Entfernung zu den „sichtbaren“ Satelliten geschlossen.

Die Positionsbestimmung erfolgt damit – wie in **Bild 44** in nur zwei Raumdimensionen gezeigt – dann nach dem Verfahren der Trilateration, nach dem es genau einen Raumpunkt gibt, der die drei Abstandsbedingungen erfüllt. Zusätzlich hat man auch noch die Information, dass sich das Auto – im Gegensatz zu einem Flugzeug – auf der Erdoberfläche befinden muss.

Die Messung wird auch umso genauer, je mehr Satelliten empfangen werden können und je besser, d. h. gleichmäßiger die Satelliten am Firmament verteilt sind. Seit der völligen Freigabe zur zivilen Nutzung (Mai 2 000) liegen die erreichbaren Genauigkeiten in der Ebene bei 3...5 m, bei der Höhenbestimmung bei etwa 10...20 m. Mit Verfeinerung des GPS zum DGPS (Differenzial-GPS, mobile Stationen haben über Langwellensignale mit einer festen Referenzstation Kontakt) können diese Abweichung noch stark verringert werden. So sind heute schon Auflösungen bis unter 1 m möglich.

Diese Genauigkeiten sind umso erstaunlicher, wenn man bedenkt, welch mannigfaltigen Fehlereinflüssen diese sehr komplexe Messung unterliegt. Hier sei beispielsweise nur darauf hingewiesen, dass bei der hohen Geschwindigkeit von ca. 12 000 km/h, mit der die Satelliten sich bewegen, bereits relativistische Effekte eine nicht unbedeutende Rolle spielen. Bei hohen Geschwindigkeiten vergeht die Zeit langsamer als auf der Erde. Bei der schwächeren Gravitation, die auf den Umlaufbahnen herrscht, vergeht die Zeit schneller. Die hohe Geschwindigkeit verursacht eine Zeitdilatation von 7,2  $\mu$ s pro Tag, die geringere Gravitation hat sogar eine etwa sechsmal größere, allerdings gegensinnige Auswirkung.

Werden in einem mobilen GPS-Empfänger, wie z. B. im Kfz, in dichter Folge die ermittelten Positionsdaten abgespeichert, so kann man daraus auch leicht die Bahnkurve und die jeweilige Geschwindigkeit des Fahrzeugs ableiten. Werden die Daten über ein Funkmodul zu einer fest installierten Zentrale geschickt, so weiß man dort ebenfalls jederzeit über den Standort des Fahrzeugs Bescheid.

**Bild 44**

Darstellung in der Ebene (zweidimensional): Bei bekannter Position der Satelliten liegen bei den gemessenen Laufzeiten  $t_1$  und  $t_2$  die möglichen Empfangsorte auf zwei Kreisen um die Satelliten, die sich in den Punkten A und B schneiden. Der auf der Erdoberfläche liegende Punkt A ist der gesuchte Standort des Empfängers.





## Drehzahl- und Geschwindigkeitssensoren

### Messgrößen

Drehzahl- und Geschwindigkeitssensoren messen den pro Zeiteinheit zurückgelegten Winkel oder Weg. In beiden Fällen handelt es sich im Kraftfahrzeug meist um relative Messgrößen, die zwischen zwei Teilen auftreten oder aber auch gegenüber der Fahrbahn bzw. einem anderen Fahrzeug. Aber auch die absolute Drehgeschwindigkeit im Raum bzw. um die Fahrzeugachsen ist zu messen (Drehrate). So muss z. B. für die Fahrdynamikregelung die Drehrate des Fahrzeuges um die Hoch- oder Gierachse (engl.: yaw rate) sensiert werden.

### Messprinzipien

Herkömmliche Sensoren zur Drehzahlmessung beruhen auf großen Messeffekten (z. B. induktiv). Sie sind daher meist elektrisch passiv, d. h., sie besitzen in aller Regel keine Elektronik vor Ort. Neuere Sensoren basieren meist auf sehr kleinen Messeffekten (z. B. Hall) und benötigen daher eine integrierte Elektronik zur Signalaufbereitung. Sie gehören im weitesten Sinne schon zu den „intelligenten“ (oder hier oft auch als „aktiv“ bezeichneten) Sensoren.

Aufnehmer für absolute Drehgeschwindigkeiten (Drehrate) benötigen sogar eine sehr komplexe Elektronik direkt am Sensor, da die hier genutzten Messeffekte nicht nur besonders klein sind, sondern auch der komplexen Signalaufbereitung bedürfen.

Zur inkrementalen Drehzahlmessung lassen sich sehr verschiedenartige (teilweise auch sehr kostengünstige) physikalischen Effekte ausnutzen. Jedoch sind z. B. optische und kapazitive Aufnehmer für die rauen Betriebsbedingungen im Kraftfahrzeug sehr wenig geeignet. Praktisch ausschließlich bevorzugt werden magnetisch wirkende Sensoren.

### Relative Drehzahl- und Geschwindigkeitsmessung

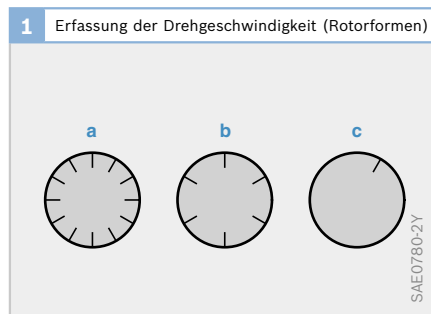
Beispiele für die relative Drehgeschwindigkeit sind die

- Kurbel- und Nockenwellendrehzahl,
- Raddrehzahl (für ABS/ASR/ESP) und
- Drehzahl der Dieseleinspritzpumpe.

Die Messung geschieht dabei meist mithilfe eines inkrementalen Aufnehmersystems, bestehend aus Zahnrad und Drehzahlsensor.

Bei der Erfassung der relativen Drehgeschwindigkeit unterscheidet man je nach Zahl und Größe der abgetasteten Umfangsmarkierungen eines Rotors zwischen folgenden Sensoren (**Bild 1**):

- Eng geteilter Inkrementsensor, der bis zu einem gewissen Grad auch die über den Umfang variierende Momentangeschwindigkeit bzw. eine sehr feine Winkelunterteilung zu erfassen erlaubt.
- Segmentsensor, der eine kleine Zahl von Umfangssegmenten unterscheidet (z. B. Anzahl der Zylinder des Motors) und
- einfacher Drehzahlsensor, der mithilfe einer einzigen Markierung pro Umdrehung nur die mittlere Drehgeschwindigkeit erfasst.



**Bild 1**  
a Inkrementsensor  
b Segmentsensor  
c Drehzahlsensor

### Sensorformen

Folgende verschiedene Sensorformen kommen zur Anwendung (**Bild 2**):

- ▶ Stabsensorform,
- ▶ Gabel- oder Schrankenform und
- ▶ (Innen- und Außen-)Ringform.

Die bezüglich ihrer Montage einfachste und auch bevorzugte Form ist die Stabsensorform, bei welcher sich die Zähne des Rotors dem Sensor annähern. Teilweise zulässig und auch im Einsatz ist die Gabel- oder Schrankenform, die bei ihrer Montage schon einer gewissen Ausrichtung zum Rotor bedarf. Von der Form, die den Rotorschacht ringförmig umfasst, ist man praktisch ganz abgekommen. Lediglich an Wellenenden wird bisweilen eine Innenringform verwendet, die ins Innere einer am Ende hohlen und inkremental strukturierten Welle eingesteckt wird.

Leider weist die am häufigsten verwendete Form des Stabsensors die geringste Messempfindlichkeit auf und ist problematisch bei allzu großen Luftspalten. Weitgehend unempfindlich gegen axiales und radiales Spiel ist dagegen schon die Gabelform. Die meist aufwändigen Ringformen vereinigen größtes Messsignal mit hoher Unempfindlichkeit gegen geometrische Toleranzen.

Traditionell induktive Sensoren sind in mancher Hinsicht unbefriedigend. Sie

weisen eine drehzahlabhängige Amplitude auf und sind daher auch ungeeignet für niedrigste Drehzahlen. Sie lassen nur eine vergleichsweise geringe Luftspalttoleranz zu und sind meist nicht in der Lage, Luftspaltschwankungen (Rattern) von Drehzahlimpulsen zu unterscheiden. Zumindest die Sensorspitze sollte wegen ihrer Nähe zu heißen Bauteilen (z. B. Bremse) höheren Temperaturen standhalten können. Dementsprechend werden bei neuen Sensoren folgende zusätzlichen Eigenschaften angestrebt:

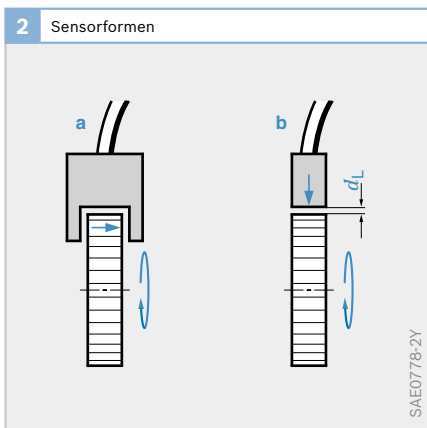
- ▶ Statische Erfassung (d. h. Drehzahl null bzw. extrem niedrige Anlass- oder Rad-drehzahlen),
- ▶ größere Luftspalte (nicht justierte Montage auf Luftspalt  $> 0$ ),
- ▶ geringe Baugröße,
- ▶ Unabhängigkeit von Luftspaltschwankungen,
- ▶ Temperaturbeständigkeit ( $\leq 200^\circ\text{C}$ ),
- ▶ Drehrichtungserkennung (optional für Navigation) und
- ▶ Bezugsmarkenerkennung (Zündung).

Zur Erfüllung der ersten Bedingung eignen sich hervorragend z. B. magnetostatische Sensoren (Hall, Feldplatte, AMR). Diese erlauben in aller Regel auch die Erfüllung der zweiten und dritten Anforderung.

**Bild 3** zeigt drei grundsätzlich geeignete Stabsensorformen, die von Luftspaltschwankungen weitgehend unabhängig sind. Hierbei unterscheidet man zwischen Sensoren, die in radialer Richtung sensieren und solchen, die tangential ausgerichtet sind. So können magnetostatisch messende Sonden stets unabhängig vom Luftspalt Nord- und Südpole eines magnetisch aktiven Polrades unterscheiden.

Bei den magnetisch passiven Rotoren ist das Vorzeichen des Ausgangssignals dann nicht vom Luftspalt unabhängig, wenn sie die Tangentialfeldstärke erfassen (nachteilig ist hier jedoch oft der durch den Sensor selbst bedingte Luftspalt).

Häufig angewendet werden auch radial messende Differenzialfeld- oder Gradienten-



**Bild 2**

- a Gabelform  
(Blenden- oder Schrankenprinzip)
- b Stabform  
(Annäherungsprinzip)
- d<sub>L</sub> Luftspaltweite

tensonden. Sie erfassen grundsätzlich nur den Gradienten der radialen Feldkomponente, dessen Vorzeichen sich nicht mit dem Luftspalt, sondern nur mit dem Drehwinkel ändert.

### Rotoren

Der Rotor ist bei der Drehzahlmessung von ganz entscheidender Bedeutung. Er wird allerdings meist vom Fahrzeughersteller bereitgestellt, während der eigentliche Aufnehmer vom Zulieferer kommt. Früher waren fast ausschließlich magnetisch passive Rotoren üblich, hergestellt aus weichmagnetischem Material (meist Eisen). Sie sind kostengünstiger als hartmagnetische Polräder. Außerdem sind sie leichter zu handhaben, da sie nicht magnetisiert sind und auch nicht die Gefahr der (gegenseitigen) Entmagnetisierung (bei der Lagerung) besteht. Allerdings stellen sie – gerade in Verbindung mit Stabsensoren – auch die am schwierigsten abzugreifende Form eines Rotors dar.

Der eigene Magnetismus von Polrädern (magnetisch aktive Rotoren) erlaubt in al-

ler Regel bei gleicher Inkrementweite und gleichem Ausgangssignal einen deutlich größeren Luftspalt.

Passive Rotoren finden sich vor allem in der Form von Zahnrädern, die entweder ohnehin vorhanden sind (Starterzahnkranz) oder zur Signalerzeugung speziell angebracht werden (ABS). Bei letzteren kommen bisweilen auch planar verzahnte und axial abtastbare Formen zum Einsatz.

Beim Abgriff der Kurbelwellendrehzahl bzw. -position (z. B. am Starterzahnkranz) muss pro Umdrehung auch eine Bezugsmarke angebracht und erkennbar sein. Diese Bezugsmarke muss ein störungsfreies und optimales „Timing“ von Zündung und Einspritzung erlauben. Als Bezugsmarke eignet sich z. B. ein ganz oder teilweise entfernter Zahn. Diese Zahnücke kann wegen ihrer größeren zeitlichen Dauer erkannt werden, da feststeht, dass sich die Motordrehzahl nur allmählich und nicht schlagartig ändern kann.

Neben Zahnrädern sind bisweilen auch gestanzte Lochscheiben oder gewellte Blechringe als kostengünstige Rotoren im Einsatz (ABS).

Erst die Einführung von ins Radlager integrierten ABS-Sensoren hat auch zum Einsatz von Polrädern geführt, die z. T. gleichzeitig die Funktion eines Dichtrings (Simmerring) übernehmen (kunststoffgebundenes Magnetpulver). Auch „Tachosensoren“ in kleiner und weitgehend gekapselter Bauform, die mit einer flexiblen Welle auf kurzem Weg mit einem der Fahrzeugräder verbunden sind, enthalten Polräder mit niedriger Polzahl zur Erzeugung eines Geschwindigkeitssignals. Diese werden meist mit integrierten Hall-Sensoren abgegriffen.

### Induktive Sensoren

Induktive Sensoren standen als Spulensensoren zur Drehzahlmessung bereits zur Verfügung, als es noch keine oder noch keine geeigneten Ausführungen in Mikro-

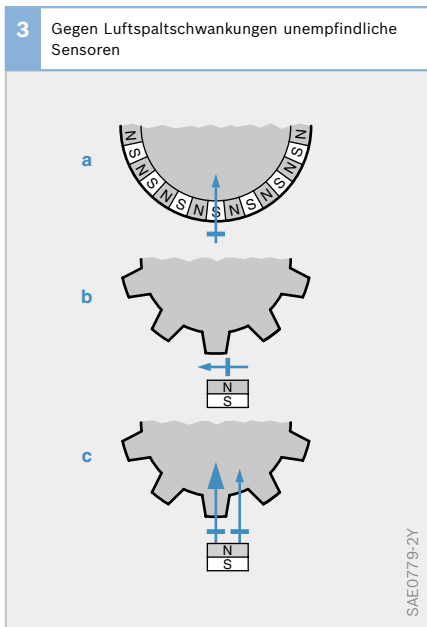


Bild 3

- a Radialfeldsonde mit Polrad
- b Tangentialsonde mit Zahnrad
- c Differenzialsonde mit Zahnrad

strukturtechnik (z. B. Hall) gab. Sie nutzen das Induktionsgesetz zur Messung der (Dreh-)Geschwindigkeit, erzeugen also an ihrem zweipoligen Ausgang eine Spannung  $U_A$ , die der zeitlichen Änderung eines magnetischen Flusses  $\Phi$  proportional ist ( $w$  Windungszahl):

$$U_A = U_{\text{ind}} = w \cdot d\Phi/dt$$

Der Fluss  $\Phi$  ist außerdem auch eine Funktion der (Dreh-)Position  $x$  und des Luftspaltes  $d_L$ :

Mit

$$\Phi = \Phi(x, d_L) \text{ und } d_L = \text{const}$$

gilt:

$$U_A = U_{\text{ind}} = w \cdot \partial\Phi/\partial x \cdot dx/dt$$

wobei  $dx/dt$  die zu messende (Dreh-) Geschwindigkeit darstellt.

Die Gleichung zeigt jedoch auch deutlich die Schwäche der induktiven Sensoren: Kann nämlich die Luftspaltweite  $d_L$  nicht konstant gehalten werden (z. B. bei Rattervorgängen oder mechanischem Spiel), so erzeugt sie ebenso eine zeitliche Flussänderung wie die Messgeschwindigkeit. Dieser Effekt kann somit zu Spannungsimpulsen führen, die nicht oder nur schwer von echten Drehzahlsignalen zu

unterscheiden sind. Solche Fehlimpulse können eine große Amplitude haben, da sich der Fluss exponentiell mit dem Luftspalt ändert und die Schwankungsvorgänge (z. B. Rattern der Bremsen) oft hochfrequenter Natur sind.

Induktive Sensoren sind daher immer auch dynamische Sensoren. Sie eignen sich prinzipiell nicht zum Erfassen extrem langsamer Geschwindigkeiten (quasi-statisch oder statisch), da ihr Ausgangssignal in diesem Fall gegen null geht. Eine Ausnahme bilden hier nur mit einer Trägerfrequenz gespeiste Spulensensoren nach dem Bedämpfungs- oder Wirbelstromprinzip, die aber im Kraftfahrzeug kaum zum Einsatz kommen.

Induktive Drehzahlsensoren bestehen grundsätzlich aus drei wesentlichen magnetischen Bestandteilen (**Bild 4**):

- fest stehende Spule,
- Weicheisenteil und
- permanentmagnetischer Teil.

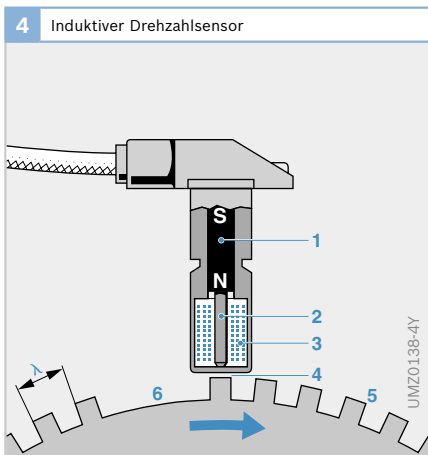
Der zur Erzeugung der Ausgangsspannung erforderliche Flusswechsel wird durch Bewegung bzw. Rotation des weich- oder hartmagnetischen Teils erzeugt. Induktive Sensoren bestehen vorzugsweise aus einem Stabmagneten (1) mit weichmagnetischem Polstift (2), der die Induktionsspule (3) mit zwei Anschlüssen trägt. Dreht sich vor diesem Aufnehmer ein ferromagnetisches Zahnrad (5) oder ein ähnlich strukturierter Rotor, so wird in der Spule durch die zeitliche Änderung des Magnetflusses eine proportionale (sinusähnliche) Spannung induziert.

Zur Abtastung sehr feiner Zahnstrukturen wird der Polstift teilweise vorne im Sinne eines Flusskonzentrators zugespitzt, d. h. als eine „Polklinge“ ausgebildet, die meist durch das Metall- oder Kunststoffgehäuse durchtritt und sich der Inkrementstruktur nach Form und Richtung anpasst.

Am Rotor kann zusätzlich eine oder können mehrere Umfangsmarke(n) (6) an-

**Bild 4**

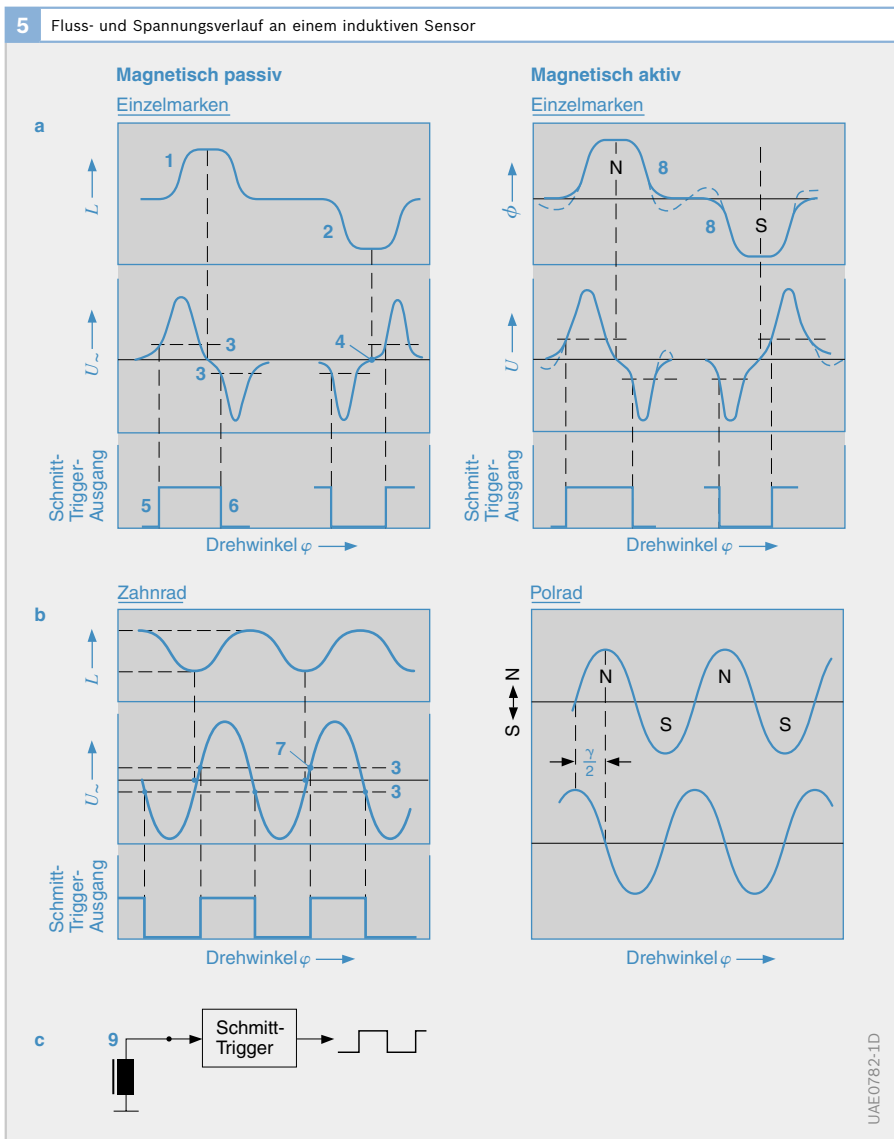
- 1 Stabmagnet
- 2 weichmagnetischer Polstift
- 3 Induktionsspule
- 4 Luftspalt  $d_L$
- 5 ferromagnetisches Zahnrad (oder Rotor bzw. Impulsrad)
- 6 Umfangs bzw. Bezugsmarke
- $\lambda$  Zahnabstand



gebracht sein. **Bild 5** zeigt den Flussverlauf sowie die induzierte Spannung für den Fall einer einzelnen Umfangs- bzw. Bezugs- markte (Nut, Nocken, Polstift). Üblicherweise wird zur elektronischen Erfassung einer solchen Umfangsmarke der steile Nulldurchgang inmitten des Flussmaximums genutzt. Aufgrund des

Induktionsgesetzes ist das Signal in allen Phasen bezüglich seiner Amplitude drehzahlproportional.

Für eine ausreichend störsichere Auswertung im Steuergerät sollte der Abstand der Spitzen des Doppelimpulses (oder auch periodischer Spannungsimpulse)  $U_{SS}$  mindestens 30 mV betragen. Nachteil der



**Bild 5**

- a Einzelne magnetische Markierung pro Umdrehung
- b periodische Inkrementstruktur (z. B. Zahnrad, Polrad)
- c Auswerteschaltung
- 1 Nocken
- 2 Nut
- 3 Schaltschwellen
- 4 scharfer Nulldurchgang ausgewertet
- 5 Vorbereitungsflanke
- 6 Schaltflanke
- 7 Schalterpunkt
- 8 Polstifte
- 9 Sensor
- $\gamma/2$  Phasenverschiebung
- $L$  Induktivität
- $U$  Spannung
- $\Phi$  magnetischer Fluss

induktiven Sensoren ist jedoch, dass ihre Ausgangsspannungen für hohe Geschwindigkeiten/Drehzahlen zu sehr hohen Werten weit über 100 V führen können, die elektronisch schwieriger zu verarbeiten sind.

Werden die hohen Spannungsspitzen mithilfe von Zenerdioden gekappt, entstehen wegen der damit verbundenen Änderung der Lastimpedanz des Sensors erhebliche Winkelfehler. Dies kann zumindest im Falle von Kurbel- und Nockenwellenwinkelsensoren für die Zündung sehr unerwünscht sein. Bei diesen Anwendungen ist eine Winkeltreue von ca.  $0,2^\circ$  erforderlich.

Bei einzelnen magnetisch passiven oder aktiven Umfangsmarkierungen kann zudem der für niedrige Drehzahlen völlig unbedeutende, vom Rückschlussfeld erzeugte Vorimpuls bei höheren Drehzahlen bis in eine Größenordnung kommen, in der er die Schwelle des nachgeschalteten Schwellwertdiskriminators überschreitet und dann sogar einen noch weit größeren Fehler verursacht (**Bild 5a**). Aus diesem Grund werden die Schwellwerte der im Steuergerät befindlichen Eingangsschaltung der jeweiligen Drehzahl dynamisch angepasst.

Einer gleichmäßigen Zahnstruktur entspricht (bei nicht zu engem Luftspalt) ein sinusähnlicher Spannungsverlauf (**Bild 5b**). Die Drehzahl ergibt sich aus dem Abstand der Nulldurchgänge dieser Spannung, doch ist auch ihre Amplitude drehzahlproportional.

Die Signalamplitude hängt sehr stark (exponentiell) vom Luftspalt und der Zahngröße ab. Zähne können – wie bei allen magnetischen Inkrementverfahren – bis zu Luftspaltweiten  $d_L$  von der Hälfte oder dem Drittel eines Zahnabstandes  $\lambda$  noch einwandfrei detektiert werden:

$$d_L \leq \lambda / (2 \dots 3)$$

Mit den üblichen Kurbelwellen- und ABS-Zahnradern werden Luftspalte bis

zu 0,8 bzw. 1,5 mm abgedeckt. Die für die Zündung und Einspritzung erforderliche Bezugsmarke ergibt sich durch Auslassen eines bzw. zweier Zähne oder Schließen einer Zahnücke. Sie wird an dem weiteren Abstand der Nulldurchgänge erkannt und bewirkt auch (entsprechend einem scheinbar größeren Zahn) eine weit höhere Signalspannung, die auch die vorausgehende bzw. nachfolgende Inkrementspannung – unter Umständen unzulässig – beeinträchtigt.

#### *Vorteile*

- Geringe Herstellkosten.
- Hohe (EMV-)Störsicherheit: niedriger statischer Innenwiderstand (dynamisch höher).
- Keine Elektronik vor Ort (elektrisch passiv), die geschützt werden muss.
- Keine Probleme mit Gleichspannungsdriften (dynamisches Messprinzip).
- Weiter Temperaturbereich (primär durch Eigenschaft der Vergussmasse begrenzt).

#### *Nachteile*

- Grenzen für die Verringerung der Baugröße bei herkömmlicher Spulentechnik.
- Drehzahlabhängigkeit des Ausgangssignals, keine Eignung für quasistatische Bewegungen.
- Empfindlichkeit gegenüber Luftspalt-schwankungen.

#### *Anwendungsbeispiele*

- Induktiver Motordrehzahlsensor (Kurbelwellendrehzahlsensor),
- Induktiver Raddrehzahlsensor,
- Induktions-Nockenwellensensor (Transistorzündung mit Induktionsgeber TZ-I),
- Nadelbewegungssensor (Diseleinspritzung).

### Magnetostatische Sensoren

Eine quasistatische Drehzahlerfassung lässt sich vorzugsweise mit magnetostatischen Sensoren realisieren. Ihr drehzahlunabhängiges, nur feldstärkeabhängiges Ausgangssignal hat auch bei hohen Drehzahlen den Vorteil der leichteren elektronischen Handhabbarkeit von betragsmäßig begrenzten Signalspannungen. Sie bieten ferner den Vorteil fast beliebiger Verkleinerungsmöglichkeit und der integrierten Signalverstärkung bzw. Signalvorverarbeitung vor Ort. Auf Grund der kleinen Bauweise lassen sich damit auch leicht Mehrfachsysteme realisieren wie z. B. Differenzialanordnungen oder Anordnungen mit integrierter Richtungserkennung.

Gravierender Nachteil solcher aktiver Sensoren ist allerdings, dass der Bereich ihrer Betriebstemperatur weitestgehend von der zugehörigen Si-Auswerteelektronik bestimmt wird, die in aller Regel nicht so hohen Temperaturen standhalten kann wie die Sensorelemente selbst.

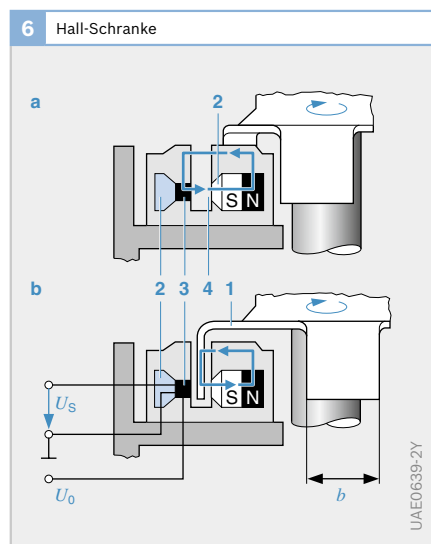
Seit einiger Zeit werden aktive Sensoren optional auch mit Stromausgang (zweipolig) geliefert, sodass der kostengünstige zweiadrige Anschluss künftig nicht mehr als spezifischer Vorteil von induktiven Spulensensoren betrachtet werden kann.

### Hall-Schranken

Sollen Si-Hall-Sensoren zur inkrementalen Drehzahlmessung eingesetzt werden, so muss ihnen wegen der starken Fertigungsstreuungen sowie Temperatureffekte für ein sicheres und eindeutiges Schalten ein ausreichend hoher Induktionshub von typisch 40...50 mT angeboten werden. Dies konnte mit herkömmlichen Hall-Sensoren und für tragbare Luftspaltweiten nur erreicht werden, indem der Sensor in der Form einer „Hall-Schranke“ aufgebaut wurde (z. B. als Zündauslösesensoren im Zündverteiler für die früheren elektronischen Zündsysteme). Sensor und zugehörige Elektronikschaltkreise zur Versorgung und Signalauswertung sind direkt auf den Sensorchip integriert.

Dieser Hall-IC (in Bipolartechnik für Dauertemperaturen  $\leq 150^\circ\text{C}$  und direkten Bordnetzanschluss) befindet sich in einem nahezu geschlossenen magnetischen Kreis, bestehend aus Dauermagnet und Polstücken (Bild 6). Den noch verbleibenden Luftspalt durchläuft ein weichmagnetischer Blendenrotor (z. B. von der Nockenwelle angetrieben). Eine eingeführte Blende schließt den Magnetfluss kurz (d. h. führt ihn am Sensor vorbei), eine Lücke des Blendenrotors lässt ihn ungehindert durch den Sensor hindurch. Hierbei ist eine sichere Funktion des Sensors auch dann gewährleistet, wenn der Blendenrotor unterschiedlich tief in die Schranke eintaucht oder seine Luftspaltposition in radialer Richtung, also senkrecht zur Drehrichtung, ändert.

Hall-Schranken dieser Art lassen sich nur für eine begrenzte Umfangsaufösung realisieren und kommen vorwiegend als Segmentsensoren zum Einsatz. Bei zu schmalen Blendenschlitzen tritt das magnetische Feld praktisch nicht mehr durch, und der erforderliche Induktionshub lässt sich nicht mehr erreichen.



**Bild 6**

- a Ungehinderter Magnetfluss
- b kurzgeschlossener Magnetfluss
- 1 Blende mit Breite  $b$
- 2 weichmagnetische Leitstücke
- 3 Hall-IC
- 4 Luftspalt
- $U_0$  Versorgungsspannung
- $U_S$  Sensorspannung



*Einfache Hall-Sensoren in Stabsensorform*

Einfache, mit einem Arbeitspunktmagnet versehene Hall-Sensoren in Stabform eignen sich nicht zur statischen oder quasistatischen Abtastung eines magnetisch passiven Rotors (**Bild 7a**, Zahnrad), da die Arbeitspunktmagnetisierung hier (im Gegensatz zur Hall-Schranke) zu stark von der Weite des Luftspalts abhängt und der in dieser Anordnung erzielbare Induktionshub für ein sicheres Schalten zu gering ist. Die Schaltschwellen eines nachgeschalteten Schwellwertkomparators (Schmitt-Trigger) müssten stets auf den sich ändernden (schwimmenden) Arbeitspunkt eingestellt werden. Ein Einsatz dieser Art ist nur möglich, wenn auf eine Gleichstromkopplung und damit auf eine statische Signalauswertung verzichtet wird. Die für solche – auch als  $\Delta\Phi$ -Sensoren bezeichneten – Anordnungen erforderlichen Koppelkondensatoren bedeuten jedoch einen zusätzlichen Aufwand und einen Verlust an Betriebssicherheit.

Einfache Hall-Sensoren eignen sich jedoch sehr gut zur Abtastung eines magnetisch aktiven Rotors (**Bild 7b**, Polrad). In diesem Fall kann auf einen Arbeitspunktmagneten verzichtet werden, der Sensor wird vom Rotor nur um den magnetischen

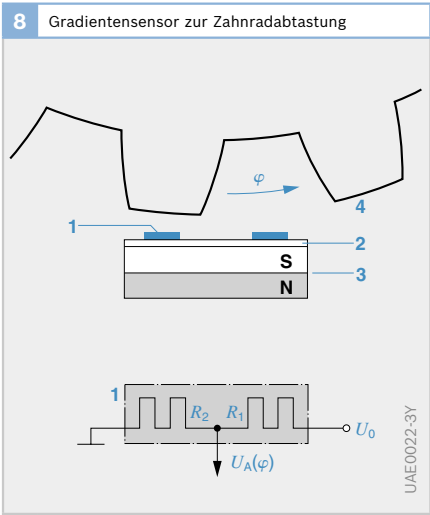
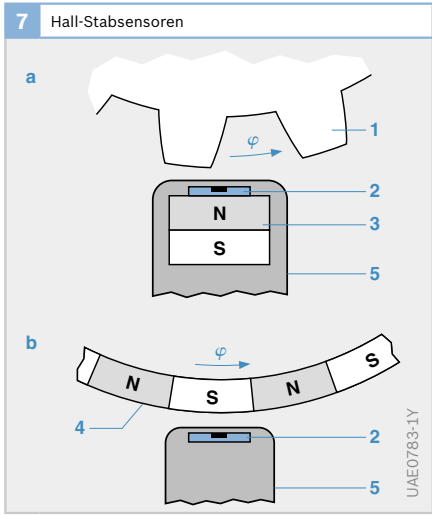
Nullpunkt herum mit wechselnder Polarität angesteuert. Mit zunehmendem Luftspalt nimmt zwar der magnetische Steuerhub ab; die Lage des Arbeitspunkts ( $B = 0$ ) ändert sich jedoch nicht mehr. Da der Nullpunkt bei neuartigen Hall-Sensoren weitgehend temperaturstabil ist, können die Schaltschwellen des nachgeschalteten Schwellwertkomparators relativ eng gesetzt werden. Dies ermöglicht auch verhältnismäßig große Luftspaltweiten. Luftspaltschwankungen können in dieser Anordnung auch nicht Fehlimpulse hervorrufen, da sie zu keinem Polwechsel führen. Der Polwechsel charakterisiert allein die fortschreitende Messbewegung (Rotation).

*Gradienten-Sensoren*

Gradienten-Sensoren (**Bild 8**), die sich wahlweise z. B. auf der Basis von Differenzialhall- oder Differenzialfeldplatten-Sensoren realisieren lassen, eignen sich weit besser zur Abtastung magnetisch passiver Rotoren als einfache Hall-Sensoren. Sie haben einen Dauermagneten, dessen dem Zahnrad zugewandte Polfläche durch ein dünnes ferromagnetisches Plättchen homogenisiert wird (Pos. 2). Darauf sitzen zwei galvanomagnetische Elemente

**Bild 7**  
a Passiver Rotor  
b aktiver Rotor  
1 Inkrementrotor  
2 (Einfach-)Hall-IC  
3 Permanentmagnet  
4 Polrad  
5 Gehäuse

**Bild 8**  
1 Feldplatten-Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  oder Hall-Elemente  $H_1$ ,  $H_2$   
2 ferromagnetisches Plättchen (weichmagnetisches Substrat)  
3 Dauermagnet  
4 Zahnrad  
 $U_0$  Versorgungsspannung  
 $U_A(\varphi)$  Messspannung bei Drehwinkel  $\varphi$



(Sammelbezeichnung für Hall-Sensoren und Feldplatten) etwa im halben Zahnabstand an der Sensorspitze. Damit befindet sich das eine Element genau gegenüber einer Zahnücke, wenn das andere gegenüber einem Zahn steht. Der Sensor misst den Feldstärkeunterschied an zwei in Umfangsrichtung eng benachbarten Punkten. Das Ausgangssignal entspricht etwa der Ableitung der Feldstärke nach dem Umfangswinkel und ist damit bezüglich Vorzeichen unabhängig vom Luftpalt. Luftspaltschwankungen rufen keine Fehlpulse hervor, da sie das Vorzeichen des Gradientensignals nicht ändern.

Zur Signalauswertung können die beiden Feldplattenwiderstände ganz einfach zu einem Spannungsteiler geschaltet sein, der mit konstanter Spannung gespeist wird und dessen Ausgangssignal im Allgemeinen unbelastet vom Steuergerät erfasst wird. Dieses Signal liegt bei Raumtemperatur und üblichen Luftspalten im Voltbereich, ist aber auch bei höheren Temperaturen noch so groß, dass es ohne jede Vorverstärkung zum Steuergerät übertragen werden kann.

Wird statt der Leerlaufspannung des Feldplattenteilers sein unter Last fließender Ausgangsstrom erfasst, so wird bei geeigneter Auslegung der starke Temperaturegang der Messempfindlichkeit weitgehend ausgeglichen.

Im Falle einer Gradientensonde auf Hall-Basis können die Strompfade der beiden Hall-Elemente parallel und ihre Ausgangsspannungen gegensinnig so in Reihe geschaltet werden, dass man direkt ihre Differenzspannung abgreifen und den nachgeschalteten Verstärkungs- und Auswertestufen zuführen kann.

### Tangential-Sensoren

Im Gegensatz zu den Gradienten-Sensoren reagieren Tangential-Sensoren auf Vorzeichen und Intensität der zum Rotorumfang tangentialen Magnetfeldkomponente. Sie können in AMR-Dünnschichttechnik als Barberpole oder auch als einfache Per-

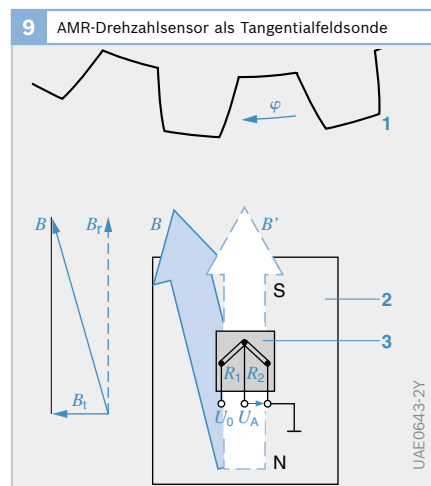
malloywiderstände in Voll- oder Halbbrückenschaltung ausgeführt sein (**Bild 9**). Im Gegensatz zum Gradienten-Sensor sind sie nicht auf die jeweilige Zahnteilung anzupassen und können gewissermaßen punktförmig ausgeführt sein. Sie bedürfen der Verstärkung vor Ort, wenn auch ihr Messeffekt um ca. 1...2 Größenordnungen über dem von Silizium-Hall-Sensoren liegt.

Bei einem lagerintegrierten Kurbelwellen-Drehzahlsensor (Simmerring-Modul) ist der AMR-Dünnschichtsensor zusammen mit einem Auswerte-IC auf einem gemeinsamen „Leadframe“ montiert.

Zur Platzerparnis und zum Temperaturschutz ist der Auswerte-IC um 90° abgekröpft und weiter von der Sensorspitze entfernt angeordnet.

### Giant magnetoresistive (GMR-)Elemente

Der „Giant Magneto Resistance“-Effekt (GMR-Effekt) wurde zuerst an Multilagen nachgewiesen, die abwechselnd aus dünnen weichmagnetischen und nicht magnetischen Schichten bestehen (Dicke wenige Nanometer). Eine antiparallele Ausrichtung der Magnetisierung benachbarter ferromagnetischer Schichten führt zu einem maximalen elektrischen Widerstand, während die parallele Ausrichtung einen deutlich geringeren Widerstand aufweist. Die



**Bild 9**

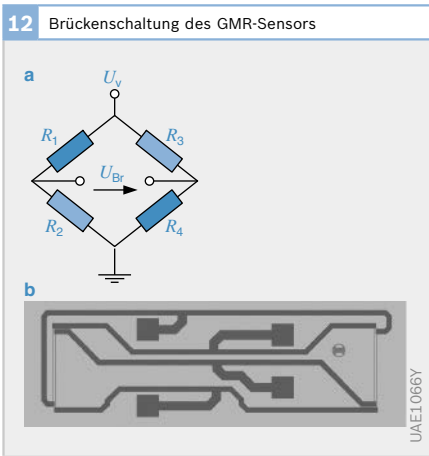
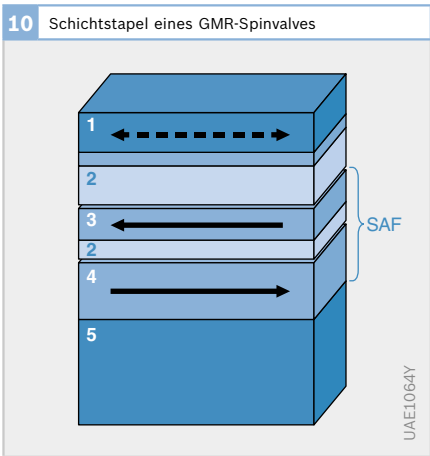
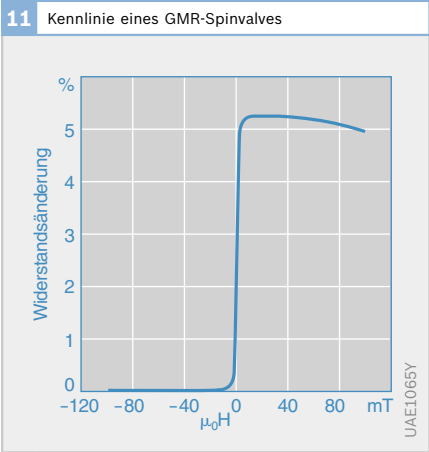
- 1 Zahnrad (Fe)
- 2 Dauermagnet
- 3 Sensor
- $B$  Steuerfeldstärke mit Tangentialkomponenten  $B_t$  und Radialkomponente  $B_r$  ( $B'$  Ruhestellung,  $B_t = 0$ ),  $R_1, R_2$  Permalloy-Dünnschichtwiderstände (AMR)
- $\varphi$  Drehwinkel
- $U_0$  Versorgungsspannung
- $U_A$  Messspannung

relative Widerstandsänderung für anwendungsrelevante Schichtstrukturen bewegt sich dabei im Bereich 20...30 %. Gegenüber dem AMR-Effekt bedeutet das eine Steigerung von etwa einem Faktor 10.

Das einfachste Schichtsystem, das einen GMR-Effekt zeigt, ist ein Spinvalve (siehe auch Abschnitt „Positionssensoren“). Es besteht aus zwei weichmagnetischen Schichten, die durch eine nichtmagnetische Schicht getrennt sind. Während die Magnetisierung der einen weichmagnetischen Schicht durch einen Antiferromagneten fixiert wird, kann die Magnetisierung der zweiten weichmagnetischen Schicht idealerweise ungestört dem äußeren Feld folgen (free layer). Der Widerstand ist dann minimal, wenn die Magnetisierungen der beiden Schichten parallel ausgerichtet sind und um ca. 5 % erhöht, wenn die Magnetisierungen antiparallel ausgerichtet sind. Mit Hilfe eines künstlichen Antiferromagneten (SAF), der aus zwei ferromagnetischen Schichten besteht, die über eine sehr dünne nichtmagnetische Zwischenschicht stark antiferromagnetisch gekoppelt sind, lässt sich zusätzlich die Wechselwirkung der Referenzmagnetisierung mit dem äußeren Feld minimieren (Bild 10). Dadurch wird die Robustheit gegen Störfelder deutlich erhöht.

Eine typische Kennlinie eines Spinvalves zeigt Bild 11. Man erkennt deutlich die zwei charakteristischen Zustände für die beiden entgegengesetzten Richtungen des äußeren Magnetfeldes. Im Übergangsbereich zwischen hohem und niedrigem Widerstand ist das Spinvalve auf Feldstärkeänderungen empfindlich.

Zur Drehzahlerfassung eignet sich eine Brückenschaltung aus vier GMR-Widerstandselementen, die als Gradiometer ausgeführt ist (Bild 12). Dabei sind die Widerstände so verschaltet, dass nur eine Magnetfelddifferenz an den beiden



**Bild 10**  
1 Freie Schicht  
2 Zwischenschicht  
3 Referenzschicht  
4 gepinnte Schicht  
5 Antiferromagnet  
SAF künstlicher Antiferromagnet

**Bild 12**  
a Elektrische Beschaltung  
b Layout eines Gradiometersensors

Brückenorten ein Signal ergibt. Dadurch lassen sich Effekte homogener Störfelder unterdrücken. Da die Referenzrichtung für alle Widerstände gleich ist, erübrigt sich das lokale Aufheizen im Magnetfeld, wie es zum Einschreiben unterschiedlicher Referenzmagnetisierungsrichtungen bei einem Winkelsensor notwendig ist.

Die maximale Signalamplitude eines Gradiometersensors ergibt sich dann, wenn die Feldrichtung an den beiden Brückenorten genau  $180^\circ$  phasenversetzt ist. Dies ist bei einem Multipolrad z. B. dann der Fall, wenn der Abstand der Widerstandselemente dem Polabstand des Multipolrings entspricht (**Bild 13**).

#### Anwendungsbeispiele

- ▶ Hall-Sensor (Transistorzündung TZ-H),
- ▶ Hall-Phasensensor (Nockenwelle),
- ▶ Getriebe-Hall-Sensor (RS50, RS51),
- ▶ Aktiver Hall-Drehzahlsensor,
- ▶ Aktiver AMR-Drehzahlsensor,
- ▶ Feldplattensensor (für Diesel-Radialkolben-Verteilereinspritzpumpe),
- ▶ Aktiver GMR-Drehzahlsensor.

### Absolute Drehgeschwindigkeitsmessung

#### Messprinzip Schwingungsgyrometer

##### Grundlagen

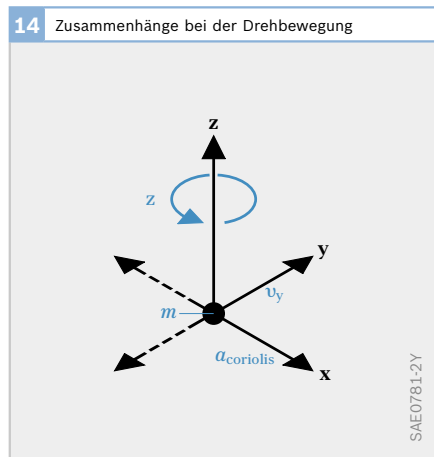
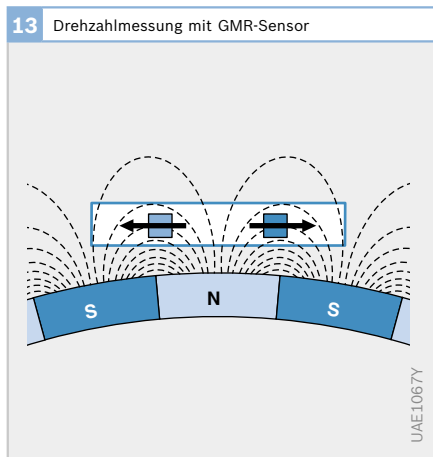
Mechanische Kreisel (engl.: Gyroscope bzw. Gyro) nutzen Trägheitskräfte, um unabhängig von Bezugssystemen im Raum Winkelbewegungen sehr präzise zu messen. Sowohl drehende Kreisel als auch optische Sensoren auf der Basis des interferometrisch wirkenden Sagnac-Effekts (Laser- und Faserkreisel) kommen für Kfz-Systeme trotz sehr ausgeprägtem Messeffekt wegen strenger Kostenanforderungen nicht in Betracht.

Dagegen lassen sich die etwas geringeren Präzisionsanforderungen für Anwendungen im Kfz mit fein- und mikromechanisch hergestellten Gyros erfüllen, die statt einer Rotationsbewegung lediglich eine äquivalente elastische Schwingbewegung zur Erzeugung eines Messeffekts ausnutzen. Diese Sensoren ähneln im Prinzip mechanischen Kreiseln. Sie nutzen die bei Drehbewegungen in Verbindung mit einer Schwingbewegung (Geschwindigkeit  $v$ ) auftretenden Coriolis-Beschleunigungen zur Messung aus (**Bild 14**). Diese als Schwingungsgyrometer (engl.: vibrating gyros) bezeichneten Sensoren werden im Elektronischen Stabilitätsprogramm (ESP) zur Erkennung des Ausbrechens des Fahr-

**Bild 13**

Feldlinien im Außenraum eines Multipolrings.

Die beiden Quadrate symbolisieren die beiden Brückenorte. Die Pfeile zeigen die Richtung der Feldlinien in diesen Punkten an.



**Bild 14**

Zusammenhang zwischen Drehrate, Schwingungsbewegung und Coriolis-Beschleunigung an einer Punktmasse  $m$   
 $\Omega_z$  Drehrate  
 $v_y$  Geschwindigkeit der Schwingbewegung  
 $a_{\text{Coriolis}}$  Coriolis-Beschleunigung  
 $m$  Punktmasse

zeugs, in Navigationssystemen zur Detektion der Fahrtrichtung und in Kameras zur Bildstabilisierung gegen Verwackeln eingesetzt. Sie erfüllen alle Kfz-spezifischen Anforderungen wie Wartungsfreiheit, Lebensdauer, Einschaltzeitkonstante usw. einschließlich der Kostenerwartungen ausreichend gut.

Schwingungsgyrometer messen die Drehrate um ihre „sensitive Achse“. Im Elektronischen Stabilitätsprogramm (ESP) und in Navigationssystemen wird die Drehrate  $\Omega_z$  um die Fahrzeughochachse (Gierachse) gemessen. Systeme zur Auslösung von Überrollschutzsystemen benötigen die Drehraten  $\Omega_x$  und  $\Omega_y$  um die Roll- und Nickachse des Fahrzeugs.

**Messen des Coriolis-Beschleunigung**  
Schwingungsgyrometer messen die Coriolis-Beschleunigung auf folgende Weise: Vergrößert man den Abstand einer Masse zur Drehachse, so muss diese wegen des höheren Radius in der Zeit einer Umdrehung einen größeren Weg zurücklegen. Der Umfang steigt mit dem Radius. Die Masse muss also eine höhere Tangentialgeschwindigkeit bekommen und zu diesem Zweck beschleunigt werden. Diese Beschleunigung (Coriolis-Beschleunigung) wird gemessen, indem die Masse federnd aufgehängt ist und die Biegung der Aufhängung gemessen wird. Wird nun der Abstand der – inzwischen mit höherer Tangentialgeschwindigkeit umlaufenden – Masse zur Drehachse verringert, muss nunmehr die Masse langsamer werden, da sie pro Umdrehung einen kleineren Weg zurücklegen muss. Die erforderliche Bremsbeschleunigung wird ebenfalls über die Biegung der Aufhängung gemessen.

Bei den Schwingungsgyrometern wird der Abstand einer (oder mehrerer) Masse(n) zur Drehachse durch eine Schwingungsanregung periodisch vergrößert und wieder verkleinert (**Bild 14**, Bewegung in y-Richtung). Dadurch muss die Masse im gleichen Takt beschleunigt und wieder abgebremst werden (Bewegung in x-Richtung). Die dafür erforderlichen

Kräfte hängen von der Amplitude der Schwingungsanregung und der aktuellen Drehrate ab. Hält man die Schwingungsanregung konstant, kann man aus den Beschleunigungskräften die Drehrate  $\Omega$  ermitteln.

Die Coriolis-Kraft wirkt nach einem bekannten Vektorgesetz senkrecht zur Drehbewegung und Geschwindigkeit der bewegten Masse (**Bild 14**). Daraus ergibt sich die Coriolis-Beschleunigung zu:

$$(1) \quad a_{\text{Coriolis}} = a_x = 2 \cdot v_y \cdot x \cdot \Omega_z$$

Die Geschwindigkeit  $v_y$  ändert sich dabei entsprechend der Schwingbewegung sinusförmig:

$$(2) \quad v_y = v_y \cdot \sin \omega t$$

Damit wird bei konstanter Drehrate  $\Omega_z$  auch eine sinusförmige Coriolis-Beschleunigung  $a_{\text{Coriolis}}$  gleicher Frequenz gemessen. Der Amplitudenwert ist dann:

$$(3) \quad a_{\text{Coriolis}} = 2 \cdot v_y \cdot \Omega_z$$

Die ebenfalls an der Masse  $m$  angreifende Beschleunigung  $a_y$  in Schwingrichtung ist dem Betrag nach meist um mehrere Zehnerpotenzen höher als die Coriolis-Nutzbeschleunigung:

$$(4) \quad a_y = dv_y/dt = \omega \cdot v_y \cdot \cos \omega t$$

Da die Coriolis-Beschleunigung die gleiche Frequenz wie die Anregungsfunktion hat, kann das Nutzsignal (die Drehrate) durch Multiplikation von Anregungs- und Coriolis-Signal mit anschließender Mittelwertbildung gewonnen werden (phasenrichtige Gleichrichtung). Störsignale anderer Frequenzen werden dabei ausgefiltert (Prinzip des Lock-in-Verstärkers). Die Mittelwertbildung (mit einem Tiefpass) befreit das Ausgangssignal von der Anregungsfrequenz. Es ergibt sich eine Ausgangsspannung, die der Drehrate proportional ist:

$$(5) \quad U_A = \text{const} \cdot a_{\text{Coriolis}} = \text{const}' \cdot \Omega$$

### Anwendungsbeispiele

- Piezoelektrische Drehratesensoren,
- Mikromechanische Drehratesensoren.

# Beschleunigungssensoren

## Messgrößen

Beschleunigungssensoren eignen sich

- ▶ zur Klopfregelung bei Ottomotoren,
- ▶ zum Auslösen von Rückhaltesystemen (z. B. Airbag und Gurtstrafer) und
- ▶ zum Erfassen von Beschleunigungen des Fahrzeugs für das Antiblockiersystem (ABS) oder das Elektronische Stabilitätsprogramm (ESP) bzw.
- ▶ zum Bewerten der Karosseriebeschleunigung für Systeme der Fahrwerksregelung.

Messgröße ist die Beschleunigung  $a$ , die oft als Vielfaches der Fallbeschleunigung  $g_n$  ( $1 g \approx 9,81 \text{ m/s}^2$ ) angegeben wird (typische Werte für Kfz siehe **Tabelle 1**).

1 Messbereich von Beschleunigungssensoren	
Anwendung	Messbereich
Klopfregelung	40 g
Passagierschutz	
– Airbag, Gurtstrafer	35...100 g
– Seitencrash-, Upfrontsensierung	100...400 g
– Überolldetektion	3...7 g
ESP, HHC, ABS	0,8...1,8 g
Fahrwerkregelung (Suspension)	
– Aufbau	1 g
– Achse/Dämpfer	10...20 g
Car-Alarm	1 g

## Messprinzipien

Beschleunigungssensoren messen die durch eine Beschleunigung  $a$  auf eine träge Masse  $m$  ausgeübte Kraft  $F$ :

$$(1) \quad F = m \cdot a$$

Hierbei gibt es, wie bei der Kraftmessung, sowohl wegmessende als auch die mechanische Spannung messende Systeme.

## Wegmessende Systeme

Bei wegmessenden Systemen (**Bild 1**) ist eine Masse  $m$  – die seismische Masse – elastisch mit dem Körper verbunden, dessen Beschleunigung  $a$  gemessen werden soll.

## Konstante Beschleunigung

Im Fall einer konstanten Beschleunigung ist die Beschleunigungskraft mit der Rückstellkraft der um  $x$  ausgelenkten Feder mit der Federkonstante  $c$  im Gleichgewicht:

$$(2) \quad F = m \cdot a = c \cdot x$$

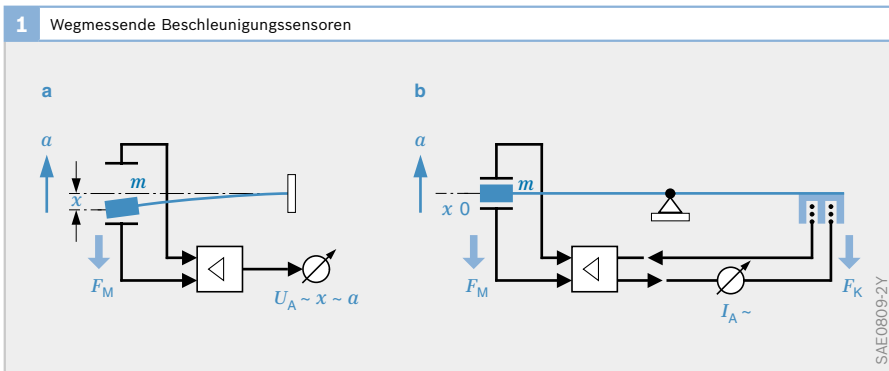
Die Messempfindlichkeit  $S$  des Systems ergibt sich somit zu:

$$(3) \quad S = x/a = m/c$$

Demnach führen eine große Masse und eine geringe Federsteifigkeit zu einer hohen Messempfindlichkeit.

**Tabelle 1**

$g$  Fallbeschleunigung  
 $1 g \approx 9,81 \text{ m/s}^2$   
HHC Hill Hold Control  
ABS Antiblockiersystem  
ESP Elektronisches Stabilitätsprogramm



**Bild 1**

Schema:  
a Ausschlagmessend  
b lagegeregelt

$a$  Messbeschleunigung  
 $x$  Systemausschlag  
 $F_M$  Messkraft (Trägerskraft auf Masse  $m$ )  
 $F_K$  Kompensationskraft  
 $I_A$  Ausgangsstrom  
 $U_A$  Ausgangsspannung

*Veränderliche Beschleunigung*

Im dynamischen Fall sind neben der Federkraft noch eine Dämpfungs- und eine Trägheitskraft zu berücksichtigen. Die wesentliche Dämpfungskraft ist proportional zur Geschwindigkeit  $\dot{x}$  und wird beschrieben mit dem Dämpfungskoeffizienten  $p$ . Die Trägheitskraft ist proportional zur Beschleunigung  $\ddot{x}$ . Die sich so ergebende Gleichung (4) beschreibt ein schwingungsfähiges (resonantes) System:

(4) 
$$F = m \cdot a = c \cdot x + p \cdot \dot{x} + m \cdot \ddot{x}$$

Ausgehend von einer vernachlässigbaren Dämpfung ( $p \approx 0$ ) besitzt es eine Resonanzfrequenz:

(5) 
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{m}}$$

Somit ist gemäß Gleichung (3) die Messempfindlichkeit  $S$  mit der Resonanzfrequenz  $\omega_0$  in folgender Weise fest verknüpft:

(6) 
$$\omega_0^2 \cdot S = 1$$

Dies bedeutet, dass eine doppelt so hohe Resonanzfrequenz mit einer auf den Faktor 1/4 reduzierten Empfindlichkeit erkauft werden muss. Solche Feder-Masse-Systeme zeigen nur deutlich unterhalb ihrer Resonanzfrequenz eine hinreichend konstante Proportionalität zwischen Messgröße und Ausschlag.

Die sich ergebende Auslenkung wird über ein geeignetes Messverfahren in ein elektrisches Signal umgesetzt (vgl. [Tab. 2](#)).

*Lageregelung*

Wegmessende Systeme erlauben die Anwendung des Kompensationsprinzips, bei dem die beschleunigungsbedingte Systemauslenkung durch eine äquivalente Rückstellkraft ausgeregelt wird ([Bild 1b](#)). Das Sensorelement ist nun Bestandteil eines geschlossenen Regelkreises. Als Maß für die Beschleunigung dient die Rückstellkraft bzw. die sie erzeugende Größe (z. B. Strom oder Spannung). Das System arbeitet durch die Regelung sehr nahe am Nullpunkt der Auslenkung und erreicht eine hohe Linearität.

Die Lageregelung bewirkt einen größeren Messbereich, der nur durch die Rückstellkraft begrenzt wird, und eine höhere Grenzfrequenz als gleichartige, nicht lageregelte Systeme ([Bild 1a](#)).

*Dämpfung*

Um eine störende Resonanzüberhöhung zu vermeiden, bedarf es bei reinen Ausschlagsystemen einer definierten und von der Temperatur unabhängigen Dämpfung. Wird der Dämpfungskoeffizient  $p$  auf die übrigen Parameter der Gleichung (4) bezogen, so ergibt sich das Lehr'sche Dämpfungsmaß  $D$  zu:

(7) 
$$D = \frac{p}{2 \cdot c} \cdot \omega_0 = \frac{p}{2 \cdot \sqrt{c \cdot m}}$$

2 Messprinzipien			
Elektr. Abgriff	Prinzip	Technische Umsetzung	Anwendungsbeispiele
Piezoresistiv	Spannungsmessung über Widerstandsänderung bei Dehnungen durch Beschleunigung auf Feder-Masse-System	Silizium-Volumenmikromechanik, Dünnschichtsysteme	Laborapplikationen, früher auch Crashesensorik
Piezoelektrisch	Ladungsverschiebungen im Kristall durch angelegte Kraft (Feder-Masse-System)	Keramikmaterial, PZT, Quarz, PVDF	Klopfsensoren, früher auch Crashesensorik
Kapazitiv	Auslenkung des Feder-Masse-Systems wird über die Kapazitätsmessung eines Plattenkondensators bestimmt	Silizium-Volumenmikromechanik, Oberflächenmikromechanik	Flächendeckend im Kfz verwendet
Thermisch	Laterale Auslenkung eines erhitzten Gasbereichs und Detektion der Asymmetrie bezüglich der Heizzone	Volumenmikromechanik	Überrollsensierung

Diese dimensionslose Größe erlaubt ein einfaches Beschreiben und Vergleichen unterschiedlicher, schwingungsfähiger Systeme. Einschwingverhalten und Resonanzüberhöhung werden weitgehend von diesem Dämpfungsmaß bestimmt. In der Praxis werden Werte von  $D = 0,5 \dots 0,7$  bevorzugt (Bild 2).

Bei lagegeregelten Systemen wird die Dämpfung im Regelkreis realisiert und eingestellt.

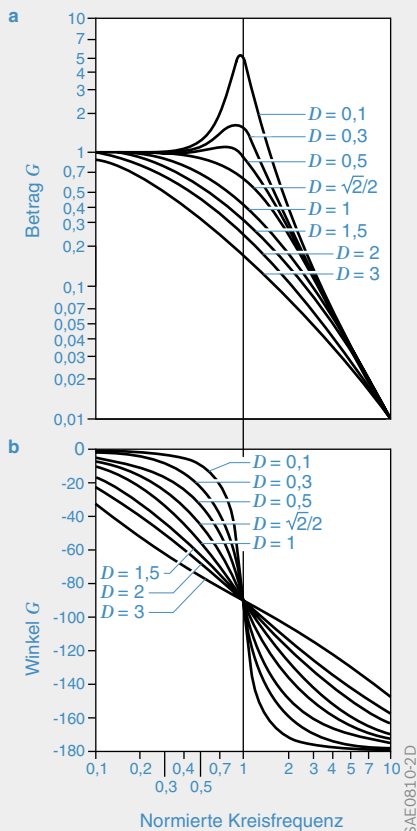
### Physikalische Realisierung

Die Mehrzahl der heute im Kfz verwendeten Beschleunigungssensoren werden in Silizium-Oberflächenmikromechanik

hergestellt. Durch die kapazitive Auswertung ist das Messsignal nur von der Geometrie und stabilen Materialparametern bestimmt und unterliegt kaum Einflussgrößen wie z.B. der Temperatur. Die bei diesen Sensoren sehr kleinen Messkapazitäten bedingen aber eine Auswerteelektronik in unmittelbarer Nähe.

Vorteil der Oberflächenmikromechanik ist die Möglichkeit, die Systeme durch Einspeisen elektrostatischer Kräfte (an den Messelektroden oder einem zusätzlich angebrachten Elektrodensatz) lagezuregeln bzw. auszulenken. Letzteres ist als echter elektromechanischer Selbsttest ein wirksames Mittel, den gesamten Signalpfad zu überprüfen.

## 2 Resonanzkurven der Übertragungsfunktion $G$



## Mechanische Spannung messende Systeme

### Anwendung

Im Kfz werden piezoelektrische Aufnehmer nur bei Beschleunigungs- und Drehratesensoren eingesetzt.

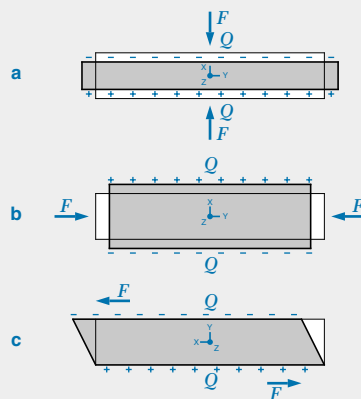
### Wirkprinzip Longitudinaleffekt

Piezoelektrische Materialien erzeugen unter der Wirkung einer Kraft  $F$  auf ihren mit Elektroden versehenen Oberflächen eine Ladung  $Q$  (Bild 3). Diese Ladung ist proportional zu der durch die Kraft  $F$  erzeugten mechanische Spannung. Materialien für piezoelektrische Elemente lassen

Bild 2

- a Amplitudenresonanzkurve
- b Phasenresonanzkurve der komplexen Übertragungsfunktion  $G(i\Omega) = [x(i\Omega)]/[a(i\Omega)]$

## 3 Formen des piezoelektrischen Effekts



- $x(i\Omega)$  Ausschlagamplitude
- $a(i\Omega)$  Amplitude der Beschleunigungsanregung
- $\Omega = \omega/\omega_0$  normierte Kreisfrequenz
- $D$  Dämpfung

Bild 3

- a Longitudinaleffekt
- b Transversaleffekt
- c Schubeffekt
- $F$  Kraft
- $Q$  Ladung



sich grob in Einkristalle wie Quarz und in Keramiken einteilen.

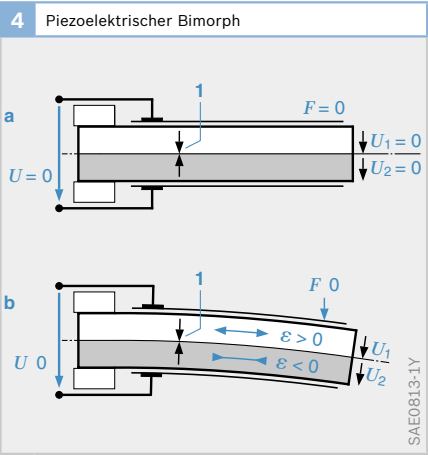
Piezoelektrisch aktive Keramiken werden durch Sintern aus fein gemahlenden Ferroelektrika hergestellt. Damit bestehen diese Keramiken aus einer Vielzahl von kleinsten Kristallen, die räumlich beliebig orientiert sind. Diese werden während der Herstellung durch Anlegen einer hohen elektrischen Feldstärke polarisiert. Dadurch werden die regellos orientierten Polarisierungen der Mikrokristalle weitgehend ausgerichtet.

Eine Depolarisation und damit ein Verlust der piezoelektrischen Eigenschaften kann bei Piezokeramiken durch Temperaturen oberhalb der Curie-Temperatur, durch intensive mechanische Belastungen oder durch Polarisation mit entgegengesetzten Feldstärken hervorgerufen werden.

Die erzeugten Ladungen fließen über den äußeren Widerstand des Messkreises bzw. auch über den inneren Widerstand des Piezosensors ab. Solche Sensoren können also nicht statisch, sondern nur dynamisch messen. Die typischen Grenzfrequenzen dieses Hochpassverhaltens liegen je nach Anwendung oberhalb von 1 Hz.

**Bild 4**

- a Im Ruhezustand
- b bei Verbiegung, oben gedehnt ( $\epsilon > 0$ ) unten gestaucht ( $\epsilon < 0$ )
- 1 Polarisationsrichtung
- F Messkraft
- U Gesamtspannung
- $U_1, U_2$  Teilspannungen



**Bild 5**

- a Spannungsabgriff
- b Ladungsabgriff
- 1 Zuleitung
- 2 piezoelektrische Probe mit Kapazität  $C_P$
- $C_M$  Messkapazität
- F Messkraft
- Q Ladung
- U Spannung

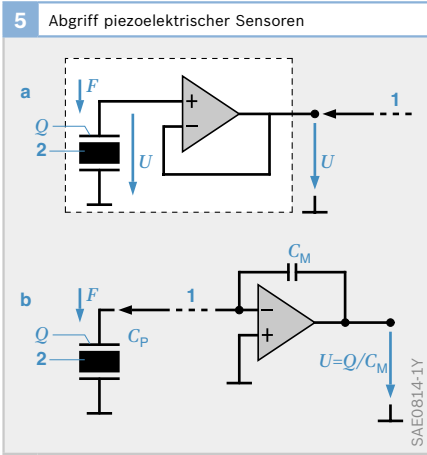
**Wirkprinzip Transversal- und Schubeffekt**

Neben dem longitudinalen piezoelektrischen Effekt (**Bild 3a**) gibt es auch den Transversal- und den Schubeffekt (**Bild 3b** und **3c**). Diese Effekte treten in der Praxis gemeinsam auf. Der Zusammenhang zwischen erzeugter Ladung und einwirkender mechanischer Spannung ist daher als Tensorgleichung zu formulieren.

Der Transversaleffekt wird zum Beispiel beim „Bimorph“, der aus zwei gegensinnig polarisierten Piezokeramiken zusammengesetzt ist, zur Messung von Biegespannungen ausgenutzt (**Bild 4**). Beim Verbiegen der Zweischicht-Verbundkeramik wird die eine Hälfte gedehnt ( $\epsilon > 0$ ), während die andere gestaucht wird ( $\epsilon < 0$ ). Durch die gegensinnige Polarisation der Teilkeramiken addieren sich die dabei entstehenden Teilspannungen  $U_1$  und  $U_2$  zu einer resultierenden Gesamtspannung  $U$ , die an den beiden äußeren Metallisierungsschichten abgegriffen werden kann.

**Elektrische Signalauswertung**

Piezoelektrische Sensorelemente lassen sich als Spannungsquelle mit kapazitivem Innenwiderstand modellieren. Für ideale Elemente ist der Innenwiderstand unendlich hoch. Entsprechend sorgfältig ist die Signalverarbeitung auszulegen.



Für die Impedanzanpassung an nachfolgende Systeme gibt es zwei Möglichkeiten:

- Elektrometerversärker (**Bild 5a**): Hier wird die Spannung, die an den Elektroden anliegt, mit einem Verstärker mit extrem hochohmigem Eingang erfasst und verstärkt. Parasitäre Kapazitäten gehen jedoch in die Übertragungsfunktion mit ein.
- Ladungsverstärker (**Bild 5b**): Hier wird die Ladung auf einem zweiten Kondensator zwischengespeichert. Parasitäre Kapazitäten haben keinen Einfluss.

In beiden Fällen sind parallel zum Sensorelement liegende Widerstände für die Übertragungsfunktion zu berücksichtigen.

### Thermische Beschleunigungssensoren

Thermische Beschleunigungssensoren erzeugen eine „Blase erhitzten Gases“ über einem Heizelement. Der engräumig erhitzte Gasbereich besitzt eine geringere Dichte als das umgebende, kühlere Gas.

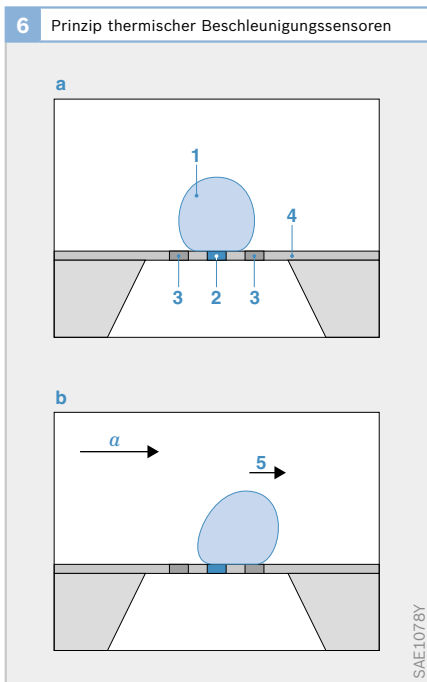
Beim Auftreten einer lateralen Beschleunigung verlagert sich der Gasbereich geringer Dichte innerhalb des umgebenden, kühleren Gases. Die dadurch entstehende Asymmetrie wird über Thermoelemente oder Widerstände als Brückenschaltung erfasst. Die Brückenspannung stellt das Beschleunigungssignal dar (**Bild 6**).

### Packaging

Eine zweckmäßige, auf den Einsatzfall zugeschnittene „Verpackung“ (engl.: Packaging) spielt eine für die Qualität des Sensors entscheidende Rolle. Beschleunigungssensoren erfassen die Messgröße ohne eine bewegliche Verbindung zur Außenwelt; deshalb können sie einfach hermetisch gekapselt werden. Eine starre mechanische Ankoppelung an den Messkörper muss jedoch gewährleistet sein, da zusätzliche elastische oder lose Zwischenglieder die Messung erheblich verfälschen. Diese feste Ankoppelung darf jedoch nicht dazu führen, dass z. B. auftretende Wärmedehnungen des Messkörpers so auf den Sensor übertragen werden, dass sie den Messwert beeinflussen.

### Anwendungsbeispiele

- Piezoelektrische Beschleunigungssensoren (Bimorph-Biegeelemente, Longitudinal-Elemente wie Klopfsensor),
- Mikromechanische Beschleunigungssensoren, ausgeführt in Bulk-Mikromechanik und Oberflächenmikromechanik.



**Bild 6**

- a Beschleunigung  $a = 0$
- b Beschleunigung  $a > 0$
- 1 Erhitzter Gasbereich
- 2 Heizelement
- 3 Temperatursensor
- 4 Trägerschicht
- 5 verlagelter Heißbereich

## Drucksensoren

### Messgrößen

Die Druckmessung erfolgt direkt, über Membranverformung oder durch einen Kraftsensor für folgende Anwendungen im Kraftfahrzeug (Beispiele):

- ▶ Saugrohr- bzw. Ladedruck (1...5 bar) bei Benzineinspritzung,
- ▶ Bremsdruck (10 bar) bei elektropneumatischen Bremsen,
- ▶ Luftfederdruck (16 bar) bei luftgefederten Fahrzeugen,
- ▶ Reifendruck (5 bar absolut) bei Reifendruckkontrolle,
- ▶ Hydraulikvorratsdruck (ca. 200 bar) bei ABS und Servolenkung,
- ▶ Stoßdämpferdruck (ca. 200 bar) bei Fahrwerkregelung,
- ▶ Kühlmitteldruck (35 bar) bei Aircondition-Systemen,
- ▶ Modulationsdruck (35 bar) bei Getriebeautomaten,
- ▶ Bremsdruck in Haupt- und Radzylinder (200 bar) sowie automatische Giermomentkompensation bei elektronisch gesteuerter Bremse,
- ▶ Über-/Unterdruck der Tankatmosphäre (0,5 bar),
- ▶ Brennraumdruck (100 bar, dynamisch) für Zündaussetzer- und Klopfereerkennung,

- ▶ Elementdruck der Dieseleinspritzpumpe (1 000 bar, dynamisch) bei Elektronischer Dieselregelung,
- ▶ Kraftstoffdruck bei Diesel Common Rail (bis 2 000 bar) und
- ▶ Kraftstoffdruck bei Benzin-Direkteinspritzung (bis 200 bar).

### Messprinzipien

Die Messgröße Druck ist eine in Gasen und Flüssigkeiten auftretende, allseits wirkende, nicht gerichtete Kraftwirkung. Sie pflanzt sich in Flüssigkeiten, jedoch auch noch sehr gut in galertartigen Substanzen und weichen Vergussmassen fort. Zur Messung dieser Drücke gibt es dynamisch und statisch wirkende Messwertaufnehmer.

Zu den dynamisch wirkenden Drucksensoren gehören z. B. auch alle Mikrofone, die – unempfindlich gegen statische Drücke – nur zur Messung von Druckschwingungen in gasförmigen oder flüssigen Medien dienen. Da bisher in Kraftfahrzeugen jedoch praktisch ausschließlich statische Drucksensoren gefragt waren, soll hier nur auf diese näher eingegangen werden.

### Direkte Druckmessung

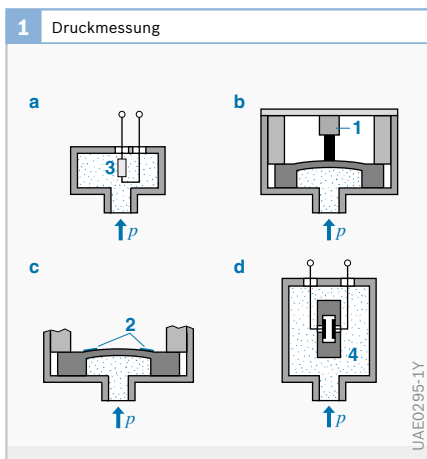
Insbesondere zur Messung sehr hoher Drücke ( $> 10^4$  bar) wäre es ausreichend, einfach einen elektrischen Widerstand dem Druckmedium auszusetzen (**Bild 1a**), denn alle bekannten Widerstände zeigen mehr oder weniger ausgeprägt eine Druckabhängigkeit (Volumeneffekt). Schwierig gestaltet sich jedoch dabei meist die Unterdrückung ihrer gleichzeitigen Abhängigkeit von der Temperatur und die druckdichte Durchführung ihrer Anschlüsse aus dem Druckmedium heraus.

### Membransensoren

Die (auch im Kfz) am weitesten verbreitete Methode der Drucksensierung verwendet zur Signalgewinnung zunächst eine dünne Membran als mechanische Zwischenstufe, die einseitig dem Messdruck ausgesetzt ist und sich unter dessen Einfluss mehr oder weniger durchbiegt. Sie kann in weiten Grenzen nach Dicke und Durchmesser dem

**Bild 1**

- a Direkte Messung mit druckabhängigem Widerstand (3)
- b Messung durch Kraftsensor (1)
- c Messung über Membranverformung mittels DMS (2)
- d Messung kapazitiv über Verformung einer Membrankapsel (4)



jeweiligen Druckbereich angepasst werden. Niedrige Druckmessbereiche führen zu vergleichsweise großen Membranen mit Durchbiegungen, die durchaus noch im Bereich von 1...0,1 mm liegen können. Hohe Drücke erfordern jedoch dickere Membranen geringen Durchmessers, die sich meist nur wenige  $\mu\text{m}$  durchbiegen.

Kommen bei niedrigen Drücken eventuell auch noch abstandsmessende Abgriffe (z. B. kapazitiv) in Betracht, so dominieren im Bereich mittlerer und höherer Drücke spannungsmessende Verfahren und hier praktisch ausschließlich die DMS-Technik.

### Kapazitiver Abgriff

Kapazitive Drucksensoren sind jedoch im Gegensatz zu ihrem Einsatz bei Trägheitsensoren (siehe Beschleunigungs-/Drehratesensoren) erstaunlich wenig verbreitet, wenngleich sie hier möglicherweise ähnliche Vorteile (speziell hinsichtlich der Genauigkeit) bieten könnten. Dies liegt wohl an einem wesentlichen Unterschied zu den genannten anderen Sensoren: Drucksensoren benötigen den direkten Kontakt zum Messmedium. Dessen dielektrische Eigenschaften beeinflussen praktisch immer die Kalibrierung solcher kapazitiver Drucksensoren, die somit nicht nur vom jeweiligen Medium abhängen würde, sondern z. B. auch gar nicht ohne Medium (im „trockenen“ Zustand) möglich wäre. Eine saubere Trennung vom Messmedium ist hier bisher nur mit erheblichem technischen Aufwand möglich.

### DMS-Abgriff

Die bei der Durchbiegung eines Membransensors auftretenden Dehnungen an der Membran werden mit Hilfe der DMS-Technik (Dehnmessstreifen bzw. Dehnwiderstand) erfasst. Dehnwiderstände sind auf die Membran aufgebracht (z. B. eindiffundiert oder aufgedampft). Unter Einfluss mechanischer Spannungen ändert sich deren elektrischer Widerstand. Die Widerstände sind zu einer Wheatstone-Brücke zusammengeschaltet. Die Spannung ist ein Maß für den Druck.

Die **Tabelle 1** gibt eine systematische Übersicht der bewährten und im Kfz auch großenteils genutzten Druckmesstechniken, geordnet nach der Art des Membranmaterials und der eingesetzten DMS-Technik. Markiert sind Kombinationen, die als aktuelle Beispiele im Kapitel „Sensorausführungen“ beschrieben werden (x) oder deren Fertigung bzw. Bezug zumindest schon in näheren Betracht gezogen wurde (blau markierte Felder).

1 DMS-Abgriff und Membranmaterial			
DMS-Abgriff	Membranmaterial		
	Keramik	Metall (Stahl)	Silizium
Folien <sup>1)</sup> (aufgeklebt)			
Dickschicht			
Metall-Dünnschicht		x	
Silizium-Dünnschicht		x	
Diffusionswiderstände			x

**Tabelle 1**

<sup>1)</sup> Geringe Eignung für Großserie,  
(x) aktuelle Beispiele  
■ Eignung in Betracht gezogen

Die hier aufgeführten verschiedenen DMS-Techniken zeigen sehr unterschiedliche Eigenschaften im Hinblick auf Größe und Art ihres Messeffekts. Der „K-Faktor“ (gage-Faktor) charakterisiert die Größe des Messeffekts bei Dehnwiderständen. Er gibt die relative Änderung seines Dehnwiderstands  $R$  bezogen auf die relative Änderung seiner Länge  $l$  an (Gleichung 1):

$$(1) \quad K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 1 + 2 \cdot \nu + \frac{d\rho/\rho}{\varepsilon}$$

Dabei steht oft das Symbol  $\varepsilon$  (Dehnung) für das Verhältnis  $\Delta l/l$  und wird in Vielfachen von  $10^{-6}$  (ppm) als „Mikron“ oder „micro strain“ angegeben.

$\nu$  ist die Querkontraktionszahl des Materials,  $\rho$  stellt seine elektrische Leitfähigkeit dar.  $\nu$  charakterisiert die Querschnittsverringerng des Materials bei Längung und beträgt in dem idealisierten Fall des konstant gehaltenen Volumens  $\nu = 0,5$  (real  $\nu = 0,3...0,4$ ).

Der Leitfähigkeitsterm in Gleichung 1 spielt im Falle von Metallwiderständen fast keine Rolle, dominiert hingegen im Falle von Si-Widerständen.

Man spricht von einem longitudinalen  $K$ -Faktor, wenn der Widerstand in Stromrichtung, von einem transversalen  $K$ -Faktor, wenn der Widerstand quer zur Stromrichtung gedehnt wird (Bild 2). Die Tabelle 2 gibt eine Übersicht für typische Werte der wichtigsten  $K$ -Faktoren.

Das oft gefürchtete Phänomen des „Kriechens“ (geringfügiges mechanisches Nachgeben unter lang anhaltender, unidirektionaler Dauerlast) tritt, wenn überhaupt, dann nur in extremen Fällen bei geklebten Folien-DMS auf. Alle anderen DMS-Techniken, die keinen Kleber verwenden, zeigen dieses Phänomen nicht.

Genau genommen hängt die Durchbiegung einer Membran von dem Unterschied des an ihrer Ober- und ihrer Unterseite anliegenden Druckes ab. Demnach gibt es vier verschiedene Grundtypen von Drucksensoren (Tabelle 3), nämlich für:

- Absolutdruck,
- Referenzdruck,
- barometrischen Druck und
- Differenzdruck.

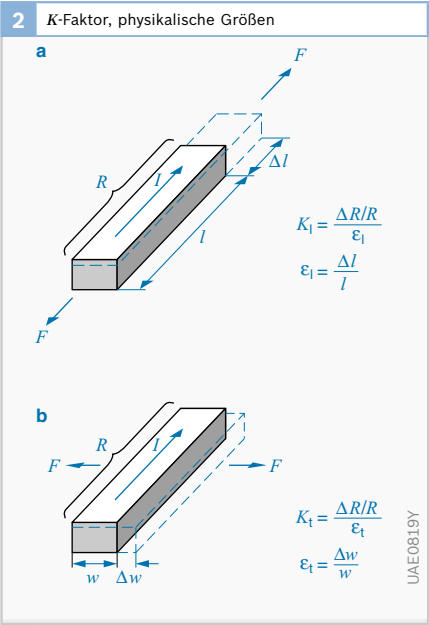
Rückführung auf Kraftsensoren

Einige Sensoren verwenden die Membran jedoch nicht direkt zur Signalumwandlung, sondern führen die von der Membran aufgenommene Kraft lediglich einem Kraftsensor zu, dessen Messbereich stets gleich sein kann, da die Anpassung an den Druckmessbereich bereits über die hier rein mechanische Membran vorgenommen wurde. Dazu muss allerdings die einwandfreie Anlenkung des Kraftsensors (z. B. über einen Stoßel) an die Messmembran beherrscht werden.

Anwendungsbeispiele

- Dickschicht-Drucksensoren,
- Mikromechanische Drucksensoren,
- Si-Brennraumdrucksensor und
- Metallmembran-Hochdrucksensoren.

Bild 2  
 a Longitudinal  
 b transversal  
 $F$  Kraft  
 $I$  Strom  
 $R$  Widerstand  
 $l$  Länge  
 $w$  Breite  
 $\varepsilon$  Dehnung  
 $K$  Gage-Faktor



2 K-Faktoren für verschiedenes Material		
Material	K-Faktoren	
	longitudinal	transversal
Folien-DMS	1,6...2,0	≈ 0
Dickschicht	12...15	12...15
Metall-Dünnschicht	1,4...2,0	-0,5...0
Si-Dünnschicht	25...40	-25...-40
Si-monokristallin	100...150	-100...-150

3 Sensorgrundtypen für Druckmessung			
Druck an Membranunterseite $p_u$	Druck an Membranoberseite $p_o$	Messdruck	Umgebungsdruck
Messdruck	Differenzdruck	Referenzdruck	Absolutdruck
Umgebungsdruck	Referenzdruck	-	Barometr. Druck
Vakuum	Absolutdruck	Barometr. Druck	-

## Kraft- und Drehmomentsensoren

### Messgrößen

Die Einsetzbarkeit von Kraft- und Drehmomentsensoren im Kraftfahrzeug ist überaus vielfältig, wie die folgende Auflistung zeigt:

- ▶ Koppelkraft bei Nutzfahrzeugen zwischen Zugfahrzeug und Anhänger bzw. Auflieger für die geregelte, kraftfreie Bremsung (weder Zug noch Schub an der Anhängerdeichsel beim Bremsen),
- ▶ Dämpferkraft für die elektronische Fahrwerksregelung,
- ▶ Achslast bei Nutzfahrzeugen für die elektronisch gesteuerte Bremskraftverteilung,
- ▶ Pedalkraft bei elektronisch geregelten Bremssystemen,
- ▶ Bremskraft bei elektrisch betätigten und elektronisch geregelten Bremssystemen,
- ▶ Antriebs- und Bremsmoment,
- ▶ Lenk- bzw. Lenkservomoment,
- ▶ Einklemmschutz bei elektrisch betätigten Fensterhebern und Schiebedächern,
- ▶ Radkräfte,
- ▶ Gewicht der Fahrzeuginsassen (für Insassen-Rückhaltesysteme).

Vielfältige Entwicklungsansätze waren bisher noch nicht zielführend, weil sie bei gleichzeitiger Erfüllung der jeweiligen Anforderungen an die Genauigkeit im Allgemeinen nicht den Kostenexpectationen für den Einsatz in den vorgesehenen Systemen entsprachen. Entgegen der allgemeinen Erwartung können gute Drehmomentsensoren nicht kostengünstiger hergestellt werden als z. B. Druck- und Beschleunigungssensoren. Das Gegenteil ist der Fall. Erschwerend kommt vor allem bei Drehmomentsensoren hinzu, dass die Messgröße nicht selten berührungslos von einer drehenden Welle (z. B. Antriebswelle, Lenkspindel usw.) auf das Chassis übertragen werden muss. Schleifringe werden für das Kfz nicht akzeptiert.

Kraft- und Drehmomentsensoren müssen direkt in den Kraftfluss geschaltet werden (also die gesamte Messgröße durchleiten), da jede Art der Teilkraftmessung im Kraftnebenschluss sehr problematisch und leicht verfälschbar ist. Kraftmessende Sensoren sind also extensiver Art, d. h., ihre Baugröße hängt unmittelbar vom Messbereich ab.

Zwar sind, wie im Kraftfahrzeug stets gefordert, auch kompakte Bauformen bekannt. Diese messen jedoch nur dann genau, wenn die Kräfte wohl definiert in den Sensor eingeleitet werden, was normalerweise allenfalls unter Laborbedingungen gewährleistet werden kann. Die in der Praxis unvermeidlichen Toleranzen und Verkantungen erfordern im Allgemeinen eine Zwischenschaltung von längeren mechanischen Homogenisierungsstücken, wodurch die Baugröße der Sensoren wieder meist untragbar wächst.

Müssen kraft- und momentführende Teile geschnitten werden, damit vorher prüfbar Sensoren eingebaut werden können, so ergibt sich im Allgemeinen auch ein Schnittstellenproblem. Dieses Problem muss in engster Zusammenarbeit zwischen dem Sensorlieferanten und den (in aller Regel verschiedenen) Zulieferern des geschnittenen Teils bzw. dem Fahrzeughersteller gelöst werden. Auch dieses Problem hat sich bei anderen Sensoren bisher noch nicht in dieser Schärfe und Tragweite gestellt.

Selbst wenn der Kraftfluss nicht geschnitten wird, sondern statt dessen mechanische Einbauteile selbst als „Messfedern“ dienen und lediglich für die Anbringung von Sensorelementen modifiziert werden müssen, bedarf es einer sehr genauen Abstimmung.

Wenn auch aktuell kaum serienmäßig hergestellte Kraft- und Wegsensoren bei Bosch für das Automobil zur Verfügung stehen, so soll hier doch ein kurzer Überblick der wichtigsten, schon in engere Wahl gezogenen Messprinzipien und Entwicklungsansätze gegeben werden.

## Messprinzipien

Grundsätzlich sind auch bei der Kraft- und Momentenmessung statische und dynamische sowie weg- und spannungsmessende Prinzipien zu unterscheiden. Bisher wurden überwiegend statische Sensoren gefordert und im Fall der Kraftsensoren meist auch nicht nachgiebige, spannungsmessende Prinzipien bevorzugt. Lediglich bei den Drehmomentsensoren werden gerade im aktuellen Fall einer Lenkmomentensensorisierung auch „weiche“, nachgiebige Sensorsysteme akzeptiert, die sich auch mit winkelmessenden Abgriffen realisieren lassen. Dies ist insbesondere möglich, weil sich diese Eigenschaft auch schon bei früheren, sensorlosen Hydrauliksystemen als tolerierbar erwiesen hat. Auf beiden Gebieten, Kraft- und Momentensensorisierung, dominierte bisher – auch im Hinblick auf den industriellen Einsatz – noch die Verwendung von magnetisch wirksamen Spulensystemen.

Um auch hier mikrostrukturierte, in einer Massenfertigung hergestellte Elemente applizieren zu können, kommen neuerdings auch wegmessende magnetoelastische Sensoren (Hall) zum Einsatz (z. B. Messung Beifahrergewicht). Außerdem werden – trotz der bekannten Verschmutzungsprobleme und der meist aufwändigen Montage – auch optoelektronische Abgriffe

in Betracht gezogen (z. B. für elektronische Servolenksysteme), die gleichzeitig zur Drehmomentmessung auch eine hochauflösende Drehwinkelmessung erlauben.

## Spannungsmessende Kraftsensoren

### Magnetoelastisches Prinzip

Ferromagnetische Materialien ändern unter Einflusses eines magnetischen Feldes in Feldrichtung ihre Länge (Effekt der Magnetostriktion). Dabei kann sich materialabhängig bei gleicher Feldrichtung die Länge entweder vergrößern (positive Magnetostriktion) oder auch verkürzen (negative Magnetostriktion). Bei der Umkehrung dieses Effekts, die Änderung der magnetischen Eigenschaften unter Einwirkung von Zug- und Druckspannungen bzw. Dehnung und Stauchung, spricht man vom magnetoelastischen Effekt. Dieser Effekt äußert sich in einem anisotropen (richtungsabhängigen) Verhalten der relativen magnetischen Permeabilität  $\mu_r$  (Verhältnis zwischen magnetischer Induktion  $B$  und magnetischer Feldstärke  $H$ ). Hat diese im kraftfreien Fall noch in allen Richtungen den gleichen Wert (isotrop), so nimmt sie unter Einfluss einer eingeleiteten Kraft  $F$  in Kraftrichtung einen etwas anderen (materialabhängig entweder größeren oder kleineren) Wert ( $\mu_{ri}$ ) als quer dazu ( $\mu_{rq}$ ) an (Bild 1). Der Effekt wird nicht nur bei kristallinen oder polykristallinen Materialien, sondern auch bei amorphen Stoffen beobachtet.

Die Permeabilitätsänderung in Kraftrichtung spiegelt sogar das Vorzeichen der Kraft richtig wider. Wenngleich fast alle ferromagnetischen Materialien diesen Effekt zeigen, so ist er doch durch bestimmte Legierungszusammensetzung optimierbar. Leider sind die Materialien, die geringe Hysterese, gute Linearität und geringen Temperaturgang zeigen, nicht auch gleichzeitig diejenigen mit dem größten Messeffekt. Liegen die größten beobachteten Effekte bei ca. 30 % (bezogen auf den isotropen Grundwert) und sind diese auch ohne Elektronik noch nutzbar, so liegt der Effekt bei messtechnisch optimierten Materialien

**Bild 1**

a Magnetoelastischer Messkörper

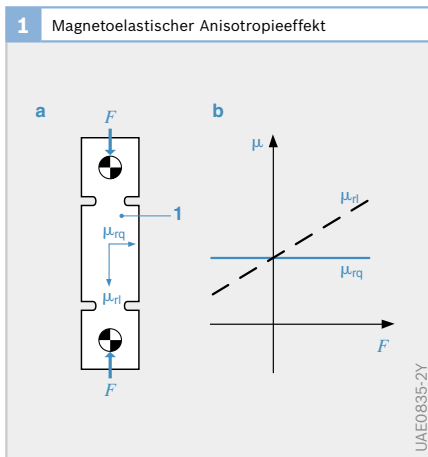
b Messeffekt

$F$  Kraft

$\mu_r$  relative magnetische Permeabilität

$\mu_{rq}$  quer zur Kraft-  
richtung

$\mu_{ri}$  in Kraftrichtung



UAE0835-2Y

nur noch im Bereich weniger Prozent und bedarf der elektronischen Verstärkung.

Vorteil des magnetoelastischen Effekts ist zum einen sein weiter Temperaturbereich und die technische Nutzbarkeit bis zu Temperaturen von ca. 300°C. Zum anderen stellt er einen ausgesprochenen Volumeneffekt dar, d.h., zur Detektion angebrachte Spulen erfassen nicht nur eine lokal durch Krafteinleitung variierte Permeabilität (wie z. B. bei DMS), sondern mehr oder weniger die über den gesamten Spulenquerschnitt integrierte Wirkung. Der Sensor ist somit weniger empfindlich gegen eine eventuell asymmetrische Krafteinleitung.

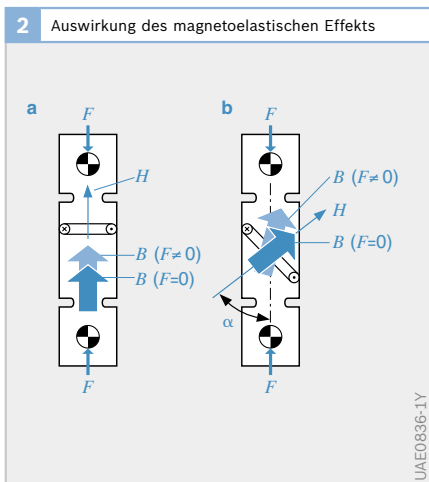
Da die kraftabhängigen Permeabilitätsänderungen praktisch immer mithilfe von Wechselstromfeldern erfasst werden, ist auch die stark frequenzabhängige Eindringtiefe von Wechselfeldern zu beachten:

Zum Messeffekt können nur diejenigen mechanischen Spannungen beitragen, die auch im wirksamen Eindringbereich des Messfelds liegen. Um den Messeffekt maximal nutzen zu können, sollte der magnetisch wirksame Luftspalt möglichst klein gehalten werden. So wird der magnetisch aktive Messkreis oft auch mit ferromagnetischem Material geschlossen, selbst wenn

dieses nicht in den Kraftfluss einbezogen ist.

**Bild 2** zeigt die beiden wichtigsten Möglichkeiten, den magnetoelastischen Effekt auszuwerten: Wird eine Spule so auf dem Messkörper angeordnet, dass ihre Feldrichtung mit der Kraftrichtung zusammenfällt, so lässt sich die damit abgreifbare Änderung der Induktivität  $L$  nutzen. Anregende Feldstärke  $H$  und Induktion  $B$  haben unabhängig von der Höhe der Krafteinwirkung stets die gleiche Richtung (**Bild 2a**).

Liegt die Feldstärke  $H$  einer Speisepule nicht achsparallel zur Richtung der eingeleiteten Kraft, so ändert sich unter Einwirkung der Kraft nicht nur der Betrag der magnetischen Induktion  $B$ , sondern (durch die Anisotropie der Permeabilität) auch deren Richtung (**Bild 2b**). Liegen im kraftfreien Fall die Richtungen von  $H$  und  $B$  in der gewohnten Weise übereinander, so zeigen sie bei zunehmender Krafteinwirkung eine immer unterschiedlichere Richtung. Dies kann besonders vorteilhaft zur Variation der magnetischen Kopplung zweier zur Messung aufgebrachter, unter 90° zueinander gekreuzten Spulen (Kreuzduktor) genutzt werden (**Bild 3**).



**Bild 2**

- a Bei feldparalleler Kraftrichtung
- b bei unterschiedlicher Richtung von Feldstärke  $H$  und Kraft  $F$
- $B$  Induktion
- $\alpha$  eingeschlossener Winkel



**DMS-Prinzip (piezoresistiv)**

Der Einsatz von Dehnmesswiderständen (DMS, Dehnmessstreifen) zur Kraftmessung ist die am weitesten verbreitete und wohl zugleich zuverlässigste und präziseste Methode der Kraft- und Drehmomentmessung (**Bild 4**). Sie beruht darauf, dass im Hook'schen Bereich des Dehnkörpermaterials zwischen den mechanischen Spannungen  $\sigma$  im Dehnkörper – verursacht durch die Krafteinleitung – und der Dehnung  $\varepsilon$  ein proportionaler Zusammenhang besteht. Gemäß dem Hook'schen Gesetz gilt in diesem Fall:

$$(1) \quad \varepsilon = \Delta l / l = \sigma / E$$

wobei die Proportionalitätskonstante  $E$  als „E-Modul“ bekannt ist. Die DMS-Methode ist daher genau genommen eine indirekte Messmethode, da sie nicht direkt die kraftbedingten Spannungen, sondern – lokal – die daraus entstehende Dehnung misst. Nimmt beispielsweise der  $E$ -Modul, wie bei Metallen üblich, um 3 % über 100 K ab, so zeigt der DMS bei höheren Temperaturen einen um 3 % zu hohen Kraftwert an.

Dehnmesswiderstände werden als Schichtwiderstände – im Gegensatz zu aufgeklebten DMS – so innig mit der Oberfläche des ausgewählten Dehnkörpers verbun-

den, dass sie dessen Oberflächendehnung unverfälscht und ohne jede Kriecherscheinung folgen. Die aus der Dehnung des Widerstands resultierende Widerstandsänderung wird durch den jeweiligen Gage-Faktor  $K$  des Widerstands bestimmt (siehe „Drucksensoren“):

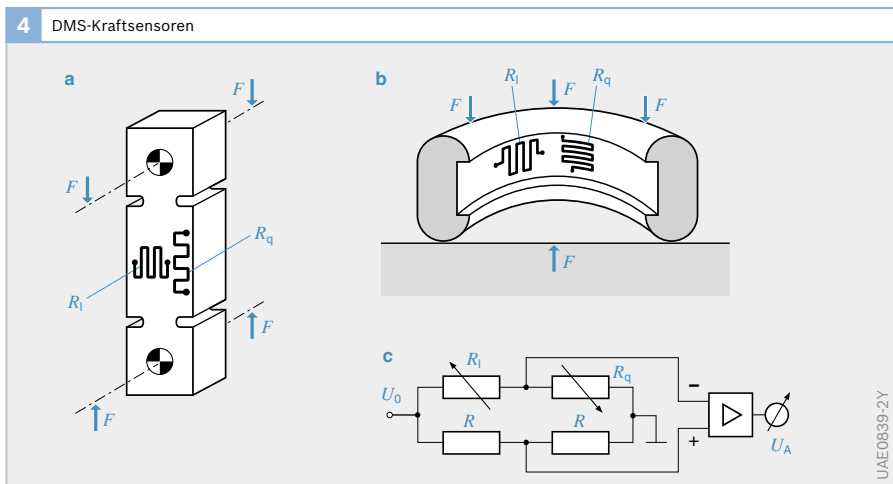
$$(2) \quad \Delta R / R = K \cdot \varepsilon$$

Der K-Faktor übersteigt bei Metallschichtwiderständen den Wert 2 meist nicht, sondern liegt in der Praxis eher etwas darunter. DMS werden so ausgeführt, dass sie (in Verbindung mit einem bestimmten Dehnmateriale (Träger) und dessen thermischer Ausdehnung möglichst keinen eigenen Temperaturgang haben ( $T_{KR} \approx 0$ ). Verbleibende Reste eines Temperaturgangs werden dadurch eliminiert, dass sie meist als Halb- oder Vollbrücke auf den Dehnkörper aufgebracht werden. Da Temperatureinflüsse (im Gegensatz zur Messdehnung) gleichsinnig auf die DMS einwirken, führen sie zu keinem Ausgangssignal.

Die jeweiligen Brückenergänzungswiderstände können (müssen aber nicht) im Dehnbereich des Messkörpers liegen; sie können auch als rein passive Widerstände nur Kompensationsfunktion haben (**Bild 4c**). Zu beachten ist, dass auch der

**Bild 4**

- a Stabform
- b Ringform
- c elektronische Auswertung
- $F$  Kraft
- $R_{l,q}$  Metallschichtwiderstände längs, quer
- $R$  Brückenergänzungswiderstände
- $U_0$  Versorgungsspannung
- $U_A$  Ausgangsspannung



$K$ -Faktor selbst oft einen Temperaturgang aufweist ( $TK_K$ ). Er nimmt meist mit zunehmender Temperatur ab, kann also in günstigen Fällen z. B. durch die vom  $E$ -Modul bewirkte Signalzunahme kompensiert werden. Ansonsten wird eine durch den  $K$ -Faktor bedingte Signalabnahme meist über eine entsprechend zunehmende Brückenversorgungsspannung  $U_0$  kompensiert.

Neben dem bisher beschriebenen longitudinalen  $K$ -Faktor  $K_l$  gibt es auch den transversalen  $K$ -Faktor  $K_t$ , der dann angesetzt werden muss, wenn die Dehnrichtung quer zum Stromfluss liegt. Er besitzt ein umgekehrtes Vorzeichen (negativ) und ist betragsmäßig nicht größer als 0,5.

#### Nachteile/Einschränkungen:

Trotz ihrer hohen Genauigkeit und Zuverlässigkeit bieten DMS-Sensoren nur kleine Ausgangssignale (mV), da die Dehnungen und damit auch die Widerstandsänderungen (zumindest bei Metallschicht-DMS) meist nur im Bereich von Promillen liegen. Sie bedürfen im Allgemeinen der Verstärkung vor Ort. Ein weiterer Nachteil der DMS-Sensoren kleiner Abmessungen

besteht darin, dass sie genau die mechanischen Spannungen messen (und nur diese), die an ihrer Anbringungsstelle herrschen. Eine Mittelung über einen größeren Dehnkörper findet nicht statt (es sei denn durch eine flächenhaft verteilte DMS-Struktur). Dies erfordert eine sehr präzise und reproduzierbare Krafteinleitung, wenn Messfehler durch ungleichmäßige Krafteinleitung vermieden werden sollen.

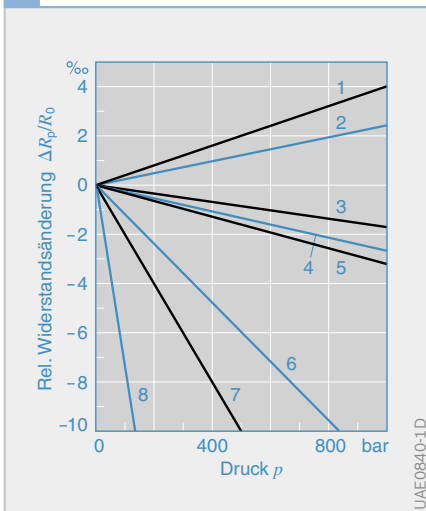
#### Applikation:

Zur Kraftmessung müssen in der Regel Dehnwiderstände kleinster Abmessung auf größere, kraftführende Teile bzw. Dehnkörper aufgebracht werden. Die traditionell übliche Technik, DMS mithilfe eines Folienträgers aufzukleben (angewandt in Gebrauchsgesetzen wie genauen Waagen usw.), gilt jedoch für eine „low cost“-Herstellung in Großserien als nicht ausreichend kostengünstig. Dagegen gibt es Ansätze, kleine metallene Plättchen oder Ronden, auf die die DMS kostengünstig und in hohem Nutzen in Schichttechnik aufgebracht wurden, in den eigentlichen Messkörper einzupressen oder auf diesen aufzuschweißen.

#### Orthogonal gedrückte Widerstände:

Nahezu alle elektrischen Schichtwiderstände ändern ihren Widerstand nicht nur unter Einwirkung lateraler Dehnspannungen, die in der Schichtebene wirken, sondern auch bei Pressung senkrecht (orthogonal) zur Schichtebene. Höchste Empfindlichkeit zeigt hier das auch für Potenziometer verwendete, als „Conductive Plastic“ bekannte Material. Auch Cermet und Kohleschichten zeigen einen guten Effekt (Bild 5). Bei den genannten Materialien nimmt der Widerstand mit zunehmender Presskraft bis zu einem gewissen Grenzwert ab. Die ohne bleibende Widerstandsänderung erreichbaren Werte liegen ähnlich wie die bei lateraler Dehnung. Die Begrenzung erfolgt im Allgemeinen (wie auch dort) durch die Festigkeit des Substrats und nicht des Widerstandsmaterials. Sensoren dieser Art sind naturgemäß fast

**5** Piezoresistives Verhalten verschiedener Widerstandsmaterialien bei orthogonaler Pressung



**Bild 5**

- 1 84,5 Ag 15,5 Mn
- 2 Manganin
- 3 Cu
- 4 Au
- 5 Ag
- 6 Kohleschicht
- 7 Cermet
- 8 Conductive Plastic

nur auf Druck, nicht aber auf Zug belastbar.

### Wegmessende Kraftsensoren

Bei den ohnehin gefederten Sitzen für die Fahrzeuginsassen kommt es nicht darauf an, ob ein eingebauter wegmessender Gewichtssensor noch eine kleine zusätzliche Elastizität aufweist oder nicht.

Dieses Prinzip wird beim Kraftsensor iBolt™ angewandt (s. Sensorausführungen). Vier solcher Sensoren sind im Sitzuntergestell des Beifahrersitzes integriert und messen das Gewicht des Beifahrers. Damit ist es möglich, die Auslösung des Airbags zu beeinflussen.

### Anwendungsbeispiele für Kraftsensoren

- Magnetoelastischer Lastmessbolzen (Ackerschlepper mit Pflugkraftregelung),
- Kraftsensor iBolt™ zur Sensierung des Beifahrergewichts.

### Drehmomentsensoren

Auch bei der Drehmomentmessung unterscheidet man grundsätzlich zwischen winkel- und spannungsmessenden Verfahren. Im Gegensatz zu spannungsmessenden Verfahren (DMS, magnetoelastisch) benötigen winkelmessende Verfahren (z. B. Wirbelstrom) eine gewisse Länge  $l$  der Torsionswelle, über die der Torsionswinkel (ca.  $0,4...4^\circ$ ) abgegriffen werden kann. Die zum Drehmoment proportionale mechanische Spannung  $\sigma$  ist unter  $45^\circ$  zur Wellenachse gerichtet (**Bild 6**).

Die im Folgenden beschriebenen Prinzipien sind alle geeignet, Messwerte auch von drehenden Wellen berührungslos zu übertragen. Im Falle der Lenkmomentmessung besteht sogar der noch weitergehende Wunsch, dass das eingesetzte Messverfahren (im Sinne einer modulartigen Integration) gleichzeitig auch geeignet ist, mit geringfügiger Erweiterung den Lenkwinkel (über eine volle Umdrehung von  $360^\circ$ ) mit hoher Genauigkeit zu erfassen.

### Spannungsmessende Sensoren

Wellenumgreifende, magnetoelastische Sensoren sind zwar bekannt (Ringduktor), erfordern jedoch einen sehr hohen Aufwand. Da das Wellenmaterial oft auch nicht nach magnetoelastischen Gesichtspunkten optimiert werden kann, werden verschiedene Wege untersucht, die Oberfläche der Messwelle mit einer magnetoelastischen Schicht zu überziehen. Eine solche Beschichtung, die auch eine gute Messqualität aufweist, ist bisher nicht gefunden worden.

Daher hat sich hier fast ausschließlich das DMS-Prinzip durchgesetzt (**Bild 7**): Eine DMS-Brücke erfasst die mechanische Spannung. Die Brücke wird transformatorisch gespeist (durch eine auf der Welle befindliche Gleichrichter- und Regelelektronik unabhängig vom Luftspalt). Weitere elektronische Komponenten vor Ort auf der Welle ermöglichen die Verstärkung des Messsignals und seine Umsetzung in eine Luftspalt-invariante

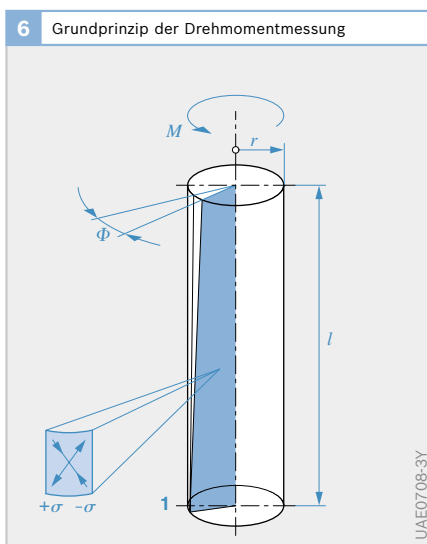


Bild 10

- 1 Torsionsstab
- $\Phi$  Torsionswinkel
- $\sigma$  Torsionsspannung
- $M$  Drehmoment
- $r$  Radius
- $l$  Stablänge

UAE07 08-3Y

Wechselstromform (z. B. frequenzanalog), die ebenfalls transformatorisch ausgekoppelt wird.

Für größere Stückzahlen lässt sich die erforderliche Elektronik auf der Welle problemlos in einen einzigen Chip integrieren. Die Dehnwiderstände können auf einer vorgefertigten Stahlrunde (z. B. in Dünnschichttechnik) kostengünstig aufgebracht und anschließend mit der Ronde auf die Welle aufgeschweißt werden. Die beiden für die Energie- und Signalübertragung nötigen Ringtransformatoren lassen sich aus weichmagnetischer Pressmasse äußerst kostengünstig herstellen. Mit einer solchen Anordnung lassen sich trotz günstiger Herstellkosten hohe Genauigkeiten erzielen.

#### (Torsions-)Winkelmessende Sensoren

Winkeldifferenz messende Sensoren:

Der Torsionswinkel lässt sich relativ einfach und leicht bestimmen, wenn an beiden Enden eines Torsionsstückes ( $L \approx 5 \dots 10$  cm lang) der Welle zwei unabhängige inkrementale Drehzahlsensoren oder absolutmessende, analoge oder digitale (berührungslose) Winkelabgriffe angebracht sind (Bild 8). Ihre Anzeigedifferenz

$\varphi_2 - \varphi_1$  stellt ein Maß für den Torsionswinkel dar:

$$(3) \quad M = \text{const} \cdot L \cdot (\varphi_2 - \varphi_1)$$

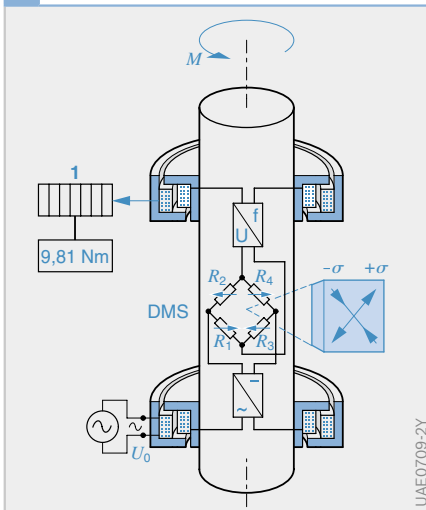
mit  $L$  = Länge der  
Torsionsstrecke

Diese Methode galt bisher als zu aufwändig, da zur Erzielung einer ausreichenden Genauigkeit eine extrem präzise Lagerung sowie eine über den gesamten Umfang entsprechend genaue Inkrement- bzw. Winkelteilung erforderlich ist. An der Lösung dieser Probleme wird dennoch gearbeitet (magnetisch, optisch), da sich damit zwei wesentliche Vorteile erzielen lassen:

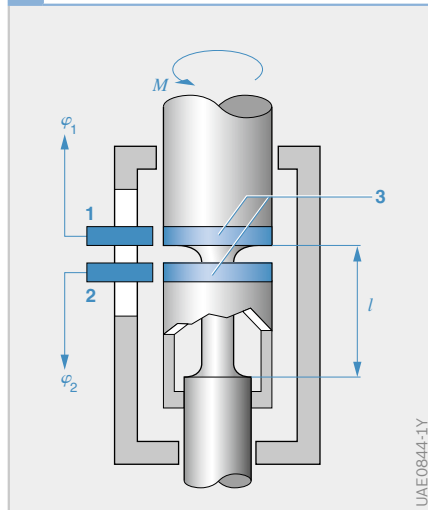
- Möglichkeit der gleichzeitigen Drehwinkelmessung mit gleichem System.
- Möglichkeit, mit möglichst geringer Modifikation der Torsionswelle auszukommen und den Sensor im Wesentlichen als Einsteck-(plug-in)-Sensor realisieren und so eine günstige Schnittstelle für ein Zulieferteil haben zu können.

Eine hochgenaue Winkelmessung kann beispielsweise mit dem Noniusprinzip durchgeführt werden: Hierfür wird der

**7** DMS-Drehmomentsensor mit berührungslosem, transformatorischem Abgriff



**8** Winkeldifferenzmessung zur Drehmomentbestimmung



**Bild 7**

- 1 Drehmoment-anzeigegerät
- $\sigma$  Torsionsspannung
- $M$  Drehmoment
- $U_0$  Versorgungsspannung
- $R_1 \dots R_4$  Dehnmesswiderstände

**Bild 8**

- 1, 2 Winkel-/Drehzahlsensoren
- 3 Winkelmarkierungen
- $l$  Torsionsstrecke
- $M$  zu messendes Drehmoment
- $\varphi_{1,2}$  Winkelsignale

Umfang der Welle mit einer sinusförmigen Spur markiert, von der eine ganzzahlige Anzahl von  $N$  Perioden auf den Umfang passt. Im Gegensatz zu einer reinen Inkrementspur, die bei gleicher Periodenzahl nur eine Auflösung von einem  $N$ -tel des Umfangs ermöglichen würde, erlaubt diese sinusförmige Signalstruktur jedoch theoretisch eine beliebig feine Umfangsauflösung durch Anwendung der Arcsin-Funktion innerhalb der einzelnen Sinusperioden. Diese Feinauflösung ist aber nur nutzbar, wenn man jeweils weiß, in welcher der  $N$  gleichartigen Perioden man sich befindet.

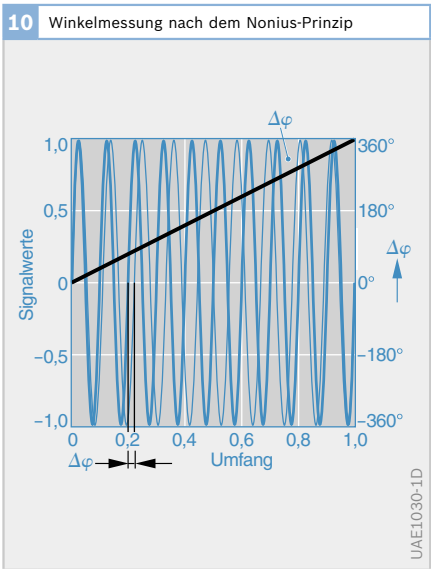
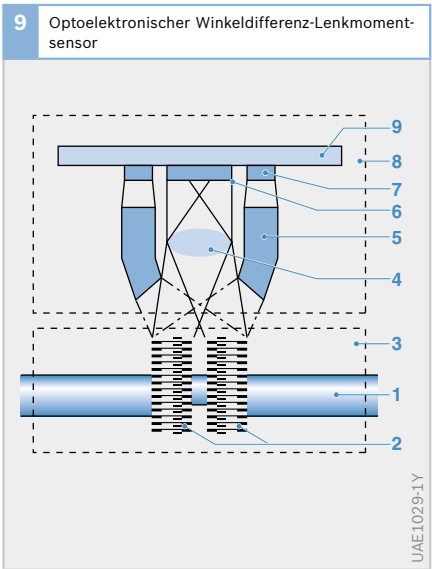
Die Eindeutigkeit kann leicht dadurch hergestellt werden, indem man auf den Umfang noch eine zweite Spur mit etwas geringerer Ortsfrequenz aufbringt, bei der nur  $N-1$  Sinusperioden auf den Umfang passen. Obwohl beide Signale für eine Drehwinkelmessung keine eindeutigen Signale liefern, kann man aus dem Phasenunterschied  $\Delta\varphi$  zwischen beiden Signalen doch sehr wohl darauf schließen, in welcher Sinusperiode man sich gerade befindet. Denn der Gangunterschied der beiden Signale variiert über den gesamten Umfang gerade genau um  $360^\circ$ . In **Bild 10** ist dies

an einem Beispiel mit  $N = 10$  demonstriert. Ist der Phasenunterschied beider Signale z. B. im Bereich zwischen  $36^\circ$  und  $72^\circ$ , so befindet man sich eindeutig in der zweiten Sinusperiode. Liegt er zwischen den Werten  $216^\circ$  und  $252^\circ$ , befindet man sich in der 6. Periode. Der genaue Messwinkel  $\varphi$  wird dann dadurch gebildet, indem man zu dem gemessenen, aber nicht eindeutigen Feinsignal  $\varphi$  im ersten Fall noch einen Winkel von  $360^\circ$ , im zweiten Fall von  $216^\circ$  hinzu addiert.

Zur Feinauflösung der einzelnen Sinusperioden verwendet man in der Praxis jedoch nicht die Arcsin-Funktion, da man hierzu eine konstante und normierte Signalamplitude gewährleisten müsste. Vielmehr bringt man neben der sinusförmigen Markierung noch jeweils eine zweite, kosinusförmige Spur auf, die gegen die erste genau um  $90^\circ$  phasenverschoben ist. Wegen der räumlichen Nähe kann man davon ausgehen, dass beide Spuren mit gleicher Amplitude  $u$  sensiert werden, sodass sich der Winkel  $\varphi$  innerhalb der Sinusperiode durch die Arctan-Funktion aus den beiden Einzelsignalen  $u_1$  und  $u_2$  unabhängig von  $u$  ermitteln lässt zu:

**Bild 9**  
Optischer Abgriff der  
Winkelmarkierungs-  
spuren

- 1 Lenkwelle mit  
Drehstab
- 2 Codescheiben mit  
Strichcode
- 3 Gehäuse des Lenk-  
getriebes
- 4 Linse
- 5 Lichtführungs-  
elemente
- 6 Opto-ASIC
- 7 LED
- 8 Sensormodul
- 9 Leiterplatte



$$(4) \quad \varphi = \arctan(u_1/u_2)$$

mit  $u_1 = u \cdot \sin \varphi$  und  
 $u_2 = u \cdot \cos \varphi$

So sind also zur Ermittlung eines genauen und eindeutigen Drehwinkels  $\varphi$  insgesamt vier Spuren notwendig. Der in **Bild 9** dargestellte Lenkmoment- und Lenkwinkel-sensor TAS (engl.: Torque Angle Sensor) benötigt also zur Messung zweier Winkel  $\varphi_1$  und  $\varphi_2$  insgesamt acht Spuren, die optoelektronisch ausgelesen werden. Seine Winkelgenauigkeit über  $360^\circ$  beträgt  $1^\circ$ , die Winkelauflösung  $0,0055^\circ$ , die Auflösung des Differenzwinkels  $\Delta\varphi$  liegt bei  $0,0044^\circ$  mit einem Messbereich von  $+9^\circ$ .

#### Wirbelstromsensoren

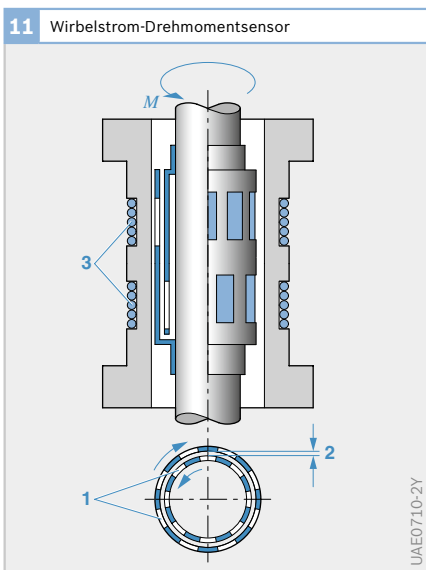
Über einer ausreichend langen Strecke der Messwelle sind an jedem Ende Schlitzhülsen aus elektrisch gut leitfähigem Aluminium angeflanscht, die konzentrisch ineinander stecken (**Bild 11**). An ihnen sind zwei Reihen von Schlitzsen so angebracht, dass unter Tordierung der Welle in der einen Reihe ein zunehmend größerer Durchblick auf die Welle freigegeben, in der anderen Reihe der Durchblick mehr

und mehr versperrt wird. Zwei über jeder Reihe feststehend angebrachte Hochfrequenzspulen (ca. 1 MHz) werden dadurch zunehmend bzw. abnehmend bedämpft bzw. in ihrem Induktivitätswert variiert. Nur mit präzise gefertigten und montierten Schlitzhülsen lässt sich eine ausreichende Genauigkeit erzielen. Die zugehörige Elektronik ist zweckmäßig sehr nahe an den Spulen angebracht.

Dieses Sensorprinzip wurde bei Bosch zwar für Kfz-Anwendungen entwickelt, fand dann aber nur Anwendung im Bereich Elektrowerkzeuge (Drehmomentsensierung in Industrieschraubern). Ein Lizenznehmer in Japan entwickelte dieses – sicherlich sehr kostengünstige – Sensorprinzip jedoch für Kfz-Anwendungen bis zur Produktreife weiter.

#### Anwendungsbeispiele für Drehmomentsensoren

- Spannungsmessender DMS-Lenkmomentsensor (entwickelt bis A-Muster für elektrische Servolenkung).
- Winkelmessender Wirbelstrom-Drehmomentsensor (Elektrowerkzeuge, Fremderzeugnis Japan).
- Winkelmessender optoelektronischer Lenkmomentsensor (elektrische Servolenkung).



**Bild 11**

- 1 Schlitzhülsen
- 2 Luftspalt
- 3 Hochfrequenzspulen
- M Drehmoment

## Durchflussmesser

### Messgrößen

Die Aufgabe der Durchflussmessung stellt sich im Kraftfahrzeug bei der Erfassung der angesaugten Luftmenge. Damit das Motormanagement – sowohl bei Diesel- wie auch bei Ottomotoren – ein definiertes Luft-Kraftstoff-Gemisch einstellen kann, muss diese Luftmenge genau bekannt sein. Diese Größe lässt sich mit einem Durchflussmesser ermitteln. Luftmenge – oder generell Gasströmungen messende Sensoren – werden auch als Anemometer bezeichnet.

Der oft benutzte Begriff Luftmenge lässt allerdings noch offen, ob es sich um ein Volumen oder eine Masse handelt. Da es in dem chemischen Prozess der Kraftstoffverbrennung aber eindeutig auf Massenverhältnisse ankommt, ist das Ziel die Messung der angesaugten Luftmasse. Der Luftmassenfluss ist bei Ottomotoren die wichtigste Lastgröße. Bei Dieselmotoren wird mit dem Luftmassenfluss die Abgasrückführrate geregelt.

Der maximal zu messende Luftmassenfluss liegt im (zeitlichen) Mittel je nach Motorleistung im Bereich von 400...1 200 kg/h. Auf Grund des niedrigen Leerlaufbedarfs moderner Ottomotoren beträgt das Verhältnis von minimalem zu

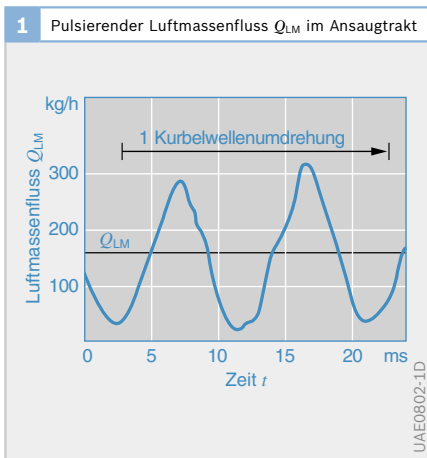
maximalem Durchsatz 1:50...1:100. Bei Dieselmotoren ist wegen des höheren Leerlaufbedarfs von Verhältnissen von 1:20 bis 1:40 auszugehen. Wegen der strengen Abgas- und Verbrauchsforderungen müssen Genauigkeiten von 2...3 % vom Messwert erreicht werden. Auf den Messbereich bezogen kann dies durchaus eine (für das Kraftfahrzeug ungewöhnlich hohe) Messgenauigkeit von  $2 \cdot 10^{-4}$  bedeuten.

Der Motor nimmt die Luft jedoch nicht als kontinuierlichen Strom, sondern im Takt der Öffnungszeiten der Einlassventile auf. So kommt es, dass der Luftmassenstrom (insbesondere bei weit geöffneter Drosselklappe bei Ottomotoren) auch noch an der Messstelle, die stets im Ansaugtrakt zwischen Luftfilter und Drosselklappe bzw. zwischen Luftfilter und Lader liegt, noch stark pulsiert (**Bild 1**). Durch Resonanzen des Saugrohrs ist die Pulsation im Saugrohr bisweilen so stark, dass es sogar zu kurzzeitigen Rückströmungen kommt. Dies gilt vor allem für 4-Zylinder-Motoren, bei denen sich die Ansaugphasen nicht überlappen. Ein genauer Durchflussmesser muss diese Rückströmungen vorzeichenrichtig erfassen.

Die Pulsationen treten beim 4-Zylinder-Motor mit der doppelten Kurbelwellendrehzahl auf, also durchaus mit Frequenzen im Bereich von 50...100 Hz. Bei einem Durchflussmesser mit einer linearen Kennlinie würde es tatsächlich ausreichen, wenn er mit geringerer Frequenzbandbreite dem Mittelwert dieser schnell schwankenden Durchflüsse folgen würde. Der Mittelwert ist in jedem Falle immer positiv und erfordert also nicht unbedingt eine Vorzeichenempfindlichkeit.

Die im Einsatz befindlichen Luftmassenmesser besitzen jedoch praktisch alle sehr stark gekrümmte Kennlinien. Deshalb müssen die Messsignale vor ihrer Auswertung elektronisch linearisiert werden. Eine Mittelung vor der Linearisierung kann zu erheblichen dynamischen Fehlern (Mittelwertfehler) führen. Daher müssen solche Luftmassenmesser den Pulsationen, die

**Bild 1**  
Bei Vollast mit  
Drehzahl  
 $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ ,  
Saugrohrdruck  
 $p_s = 0,96 \text{ bar}$ ,  
mittlerer Luftdurchsatz  
 $Q_{LM} = 157,3 \text{ kg/h}$



wegen ihres von der Sinusform meist stark abweichenden Verlaufs auch noch einen erheblichen Oberschwingungsanteil besitzen, noch ausreichend schnell folgen können. Dies erfordert eine Bandbreite von ca. 1 000 Hz. Neben der hohen Bandbreite müssen Luftmassenmesser auch eine kurze Einschaltzeitkonstante aufweisen, damit sie bereits auch in der Startphase des Motors richtig messen können.

Wie alle Durchflussmesser sind auch die im Kraftfahrzeug eingesetzten für eine Rohrströmung mit symmetrischem Strömungsprofil kalibriert. Das heißt für eine Strömung, deren Geschwindigkeitsvektor  $v$  an nahezu jedem Punkt des Strömungsquerschnitts der Fläche  $A$  nur vom Radius zur Mittelachse, nicht jedoch vom Umfangswinkel abhängt. Das Strömungsprofil (laminar oder turbulent, **Bild 2**) steht mit der Größe der Reynoldszahl  $R_e$  in Zusammenhang:

$$R_e = v \cdot D / \eta$$

mit

$D$  typische Querschnittsabmessung und  
 $\eta$  kinematische Zähigkeit des Mediums.

Die beispielhaft dargestellten Strömungsprofile stellen sich erst bei langer gleichförmig gestalteter Zuströmung ein. Im Kraftfahrzeug wird sich bei laminarer Strö-

mung – bedingt durch die kurze Zuströmung – ein Profil, das zwischen dem dargestellten laminaren und turbulenten Profil liegt, einstellen. Ob das Strömungsprofil laminar oder turbulent ist, hängt davon ab, ob  $R_e$  unter oder über einem Wert von ca. 1 200 liegt.

Eine weitere wichtige Einflussgrösse ist der Turbulenzgrad der Strömung, der durch die aerodynamische Auslegung der Zuströmung zum Durchflussmesser bestimmt wird. Liegt der laminar-turbulente Übergang innerhalb des Messbereichs, so ist an dieser Stelle mit einer Irregulartät der Kennlinie zu rechnen. Im Kraftfahrzeug kann bei kleinsten Luftmassen (Leerlauf von Ottomotoren) nicht von einer rein turbulenten Strömung (Rechteckprofil:  $v = \text{const.}$ ) ausgegangen werden. Eine sorgfältige Gestaltung der Zuströmung, um möglichst auch im laminaren Fall Rechteckprofile zu erzielen, ist dann erforderlich.

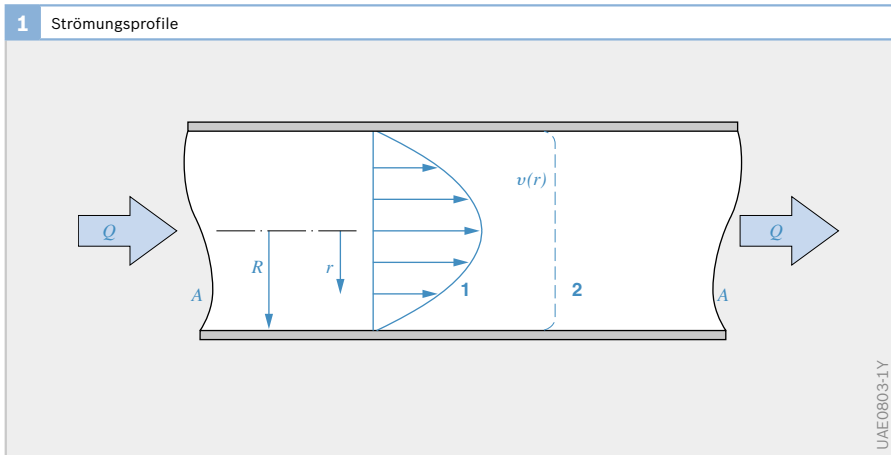
Bei einer vorausgesetzten homogenen Dichte  $\rho$  und unter der Annahme eines Rechteckprofils ergibt sich der Durchfluss auf einfache Weise zu:

$$Q_V = v \cdot A$$

Volumendurchfluss

$$Q_M = \rho \cdot v \cdot A$$

Massendurchfluss



**Bild 2**

- 1 Laminar  
Strömungsprofil
- 2 turbulent  
Strömungsprofil
- A Querschnittsfläche  
des Rohres
- Q Durchfluss
- R Rohrradius
- r Abstand von der  
Rohrmitte
- $v(r)$  Strömungsprofil

UAE0803-1Y



Während in der Messtechnik längere gerade Vor- und Nachlaufstrecken konstanten Querschnitts zur Gewährleistung eines winkelsymmetrischen Profils vorgeschrieben werden, lässt sich eine solche Bedingung unter den beengten Einbauverhältnissen des Motorenraums nie einhalten. Treten starke Asymmetrien auf, muss der Durchflussmesser im Allgemeinen unter Einbaubedingungen kalibriert werden.

Messprinzipien

Von den fast zahllosen bekannten Durchflussmessern haben sich für die Luftmenngemessung im Kraftfahrzeug zunächst nur solche nach dem Staudruckprinzip durchgesetzt, die noch mechanisch bewegliche Teile enthalten und prinzipiell der Korrektur zur Kompensation von Dichteunterschieden bedürfen.

Derzeit werden echte Massenflussmesser mit thermischen Verfahren (Hitzdraht- oder Heißfilm-Anemometer) angewandt, die ohne mechanisch bewegliche Teile auch schnellen Durchflussänderungen folgen können.

Variable Messblenden (Stauklappen)

Der Druckabfall an fest eingestellten Blenden berechnet sich auf der Basis von zwei Gesetzen:

Kontinuitätsgleichung:

$$\rho \cdot v_1 \cdot A_1 = \rho \cdot v_2 \cdot A_2 = const$$

Bernoulli-Gleichung:

$$p_1 + \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v_1^2 = p_2 + \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v_2^2 = const$$

Diese Gesetze sind auf zwei Messquerschnitte  $A_1$  und  $A_2$  anzuwenden (Bild 3). Unter der Annahme einer konstanten Dichte  $\rho = \rho_1 = \rho_2$  ergibt sich der Druckabfall:

$$\Delta p = Q_v^2 \cdot \rho \cdot \left( \frac{1}{A_2^2} - \frac{1}{A_1^2} \right)$$

Dieser Druckabfall lässt sich entweder mit Hilfe eines Differenzdrucksensors direkt oder als eine auf eine „Stauscheibe“ wirkende Kraft messen. Dabei ist zu beachten, dass derartige Staudruckmesser einen Durchflusswert messen, der weder dem Volumen- noch dem Massendurchfluss entspricht, sondern dem geometrischen Mittelwert aus beiden:

$$Q_{St} = const \cdot \sqrt{p} \cdot v = const \cdot \sqrt{Q_v \cdot Q_M}$$

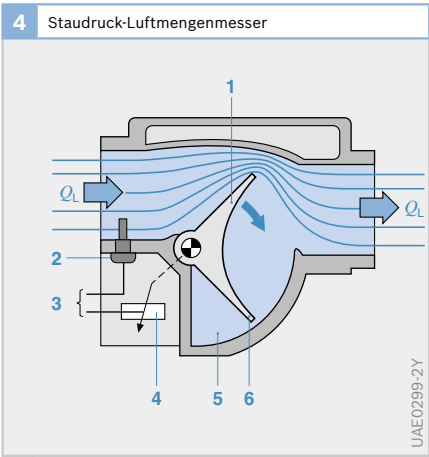
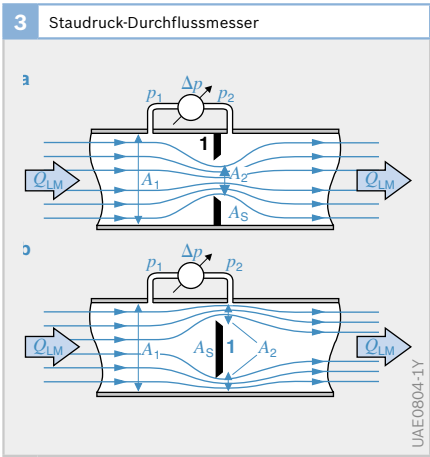
Feste Blenden erlauben wegen des quadratischen Zusammenhangs zum Durchfluss lediglich eine Messgrößenvariation von 1:10, weil andernfalls die Genauigkeit

Bild 3

- a Ringblende
- b Scheibenblende (Stauscheibe)
- 1 Blende
- A<sub>S</sub> Scheibenquerschnitt
- A<sub>1,2</sub> Messquerschnitte
- p<sub>1,2</sub> Messdrücke
- Δp Druckabfall
- Q<sub>LM</sub> Luftmassenfluss

Bild 4

- 1 Stauklappe
- 2 Lufttemperatursensor
- 3 zum Steuergerät
- 4 Potenziometer
- 5 Dämpfungsvolumen
- 6 Kompensationsklappe
- Q<sub>L</sub> Ansaugluftstrom



der Differenzdruckerfassung nicht mehr ausreicht und sich große Druckverluste ergeben, die zu Leistungsverlusten am Motor führen würden. Für größere Bereiche müssen mehrere Blenden oder solche eingesetzt werden, die sich automatisch dem Messbereich anpassen, indem sie unter der Einwirkung des Staudrucks einen größeren freien Strömungsquerschnitt  $A_2$  freigeben.

Mit solchen variablen, beweglichen Blenden lassen sich die gewünschten Variationsbereiche von 1:100 durchaus abdecken. Hierbei wird die Stauscheibe mit steigendem Durchfluss gegen eine meist konstante Gegenkraft zunehmend in eine sich öffnende Kontur gedrückt, die so ausgelegt ist, dass das somit entstehende Durchfluss-Weg/Winkel-Gesetz den gewünschten linearen (K-Jetronic) oder auch nichtlinearen Verlauf (L-Jetronic) annimmt. Die Stellung der „Stauklappe“ (**Bild 4**) stellt dann das Maß für den Durchfluss dar, das mit dem oben definierten Staudruck in Beziehung steht.

Die Grenzfrequenz solcher Sensoren liegt allerdings typisch bei ca. 10 Hz. Bei den vorkommenden, höheren Pulsationsfrequenzen können solche Klappen der Messgröße nicht mehr folgen; sie stellen für die Pulsationen also eine feststehende Blende mit quadratischer Kennlinie dar. Hierdurch können in bestimmten Lastzuständen erhebliche Mittelwertfehler auftreten, die sich nur grob durch geeignete Softwaremittel ausgleichen lassen.

Ändert sich auf Grund von Temperaturschwankungen oder der Höhenlage die Dichte  $\rho$  der angesaugten Luft, so ändert sich das Messsignal hier nur mit  $\sqrt{\rho}$ . Zur Erfassung der vollen Dichteschwankung müssen zusätzlich ein Lufttemperatursensor und ein barometrischer Drucksensor eingesetzt werden.

#### Hitzdraht/Heißfilm-Anemometer

Wird ein dünner Draht mit dem elektrischen Widerstand  $R$  von einem Strom  $I_H$  durchflossen, so erwärmt er sich. Wird er gleichzeitig von einem Medium der Dichte

$\rho$  mit der Geschwindigkeit  $v$  überstrichen, so stellt sich ein Gleichgewicht zwischen elektrisch zugeführter Leistung  $P_{el}$  und pneumatisch (von der Strömung) abgeführter Leistung  $P_V$  ein:

$$P_{el} = I_H^2 \cdot R = P_V = c_1 \cdot \lambda \cdot \Delta\vartheta$$

Hierbei ist die von der Strömung abgeführte Leistung proportional zu der sich einstellenden Temperaturdifferenz  $\Delta\vartheta$  und dem Wärmeleitwert  $\lambda$ . Für diesen gilt in guter Näherung:

$$\lambda = \sqrt{\rho \cdot v} + c_2 = \sqrt{Q_{LM}} + c_2$$

Obwohl  $\lambda$  primär eine Funktion des Massenflusses  $Q_{LM}$  ist, stellt sich auch bei ruhendem Medium ( $v = 0$ ) noch ein gewisser Wärmeverlust ein (Konvektion), der durch die additive Konstante  $c_2$  repräsentiert wird. So ergibt sich zwischen dem Heizstrom  $I_H$  und dem Massenfluss  $Q_{LM}$  der bekannte Zusammenhang:

$$I_H = c_1 \cdot \sqrt{(\sqrt{Q_{LM}} + c_2)} \cdot \sqrt{\frac{\Delta\vartheta}{R}}$$

Bei Zuführung einer konstanten Heizleistung  $I_H^2 \cdot R$  würde sich eine reziprok mit der Wurzel aus dem Luftmassenstrom  $Q_{LM}$  abnehmende Temperaturerhöhung  $\Delta\vartheta$  einstellen. Wird jedoch der Heizstrom  $I_H$  so eingeregelt, dass eine konstante Temperaturüberhöhung (z. B.  $\Delta\vartheta = 100$  K) auch bei zunehmendem Durchfluss erhalten bleibt, so ergibt sich ein etwa mit der 4. Wurzel aus dem Massenfluss zunehmender Heizstrom als Maß für den Massenfluss.

Vorteil einer solchen Regelschaltung ist, dass sich der elektrische Heizwiderstand stets auf der gleichen Temperatur befindet, sein Wärmehalt also nicht über zeitraubende Wärmeumladungen geändert werden muss. Mit einem 70  $\mu\text{m}$  starken Platindraht z. B. lassen sich Zeitkonstanten für Durchflussänderungen im Bereich von 1 ms erreichen, während sie im unregulierten Fall an die 40...100 mal höher liegen. Würde man die Regelung auf konstante Heizertemperatur einfach dadurch vor-

nehmen, dass man dessen (temperaturabhängigen) Widerstand konstant hält, ergäbe sich bei konstantem Massenfluss, aber höherer Mediumtemperatur, eine Stromabnahme und damit eine Fehlanzeige. In der Praxis wird dieser Fehler mit Hilfe einer Brückenschaltung vermieden, die noch einen zweiten, jedoch hochohmigen, nicht beheizten Kompensationswiderstand  $R_K$  von gleicher Art (z. B. aus Platin) enthält. Der Heizwiderstand wird dabei gegenüber dem Medium von einer Regelschaltung auf eine konstante Übertemperatur  $\Delta\vartheta$  geregelt (Bild 5). Bei einer sprunghaftigen Temperaturerhöhung des Mediums reagiert der Sensor allerdings mit einer längeren Zeitkonstanten, da in diesem Fall tatsächlich der Wärmeinhalt des Hitzdrahts geändert werden muss. Der Heizstrom erzeugt an einem Präzisionswiderstand (Messwiderstand  $R_M$ ) ein dem Luftmassenstrom proportionales Spannungssignal  $U_M$ .

Bei den ersten den Massenfluss messenden Anemometern für das Kraftfahrzeug (Hitzdraht-Luftmassenmesser HLM) war der Heizwiderstand tatsächlich als feiner Platindraht realisiert. Dieser Draht war trapezförmig so über den Strömungsquerschnitt ausgespannt, dass er eventuelle Asymmetrien des Strömungsprofils ausmitteln konnte (Bild 6). Eine hinrei-

chend hohe Lebensdauer konnte jedoch erst erzielt werden, als es gelang, den Platindraht durch Legierungszusätze so zu stabilisieren, dass sich sein Widerstandswert nicht durch Crackprozesse und Ablagerungen an seiner Oberfläche änderte. Hierzu musste der Heizdraht allerdings nach jeder Betriebsphase bei hoher Temperatur automatisch von Rückständen freigebrannt werden (ca. 1 000°C).

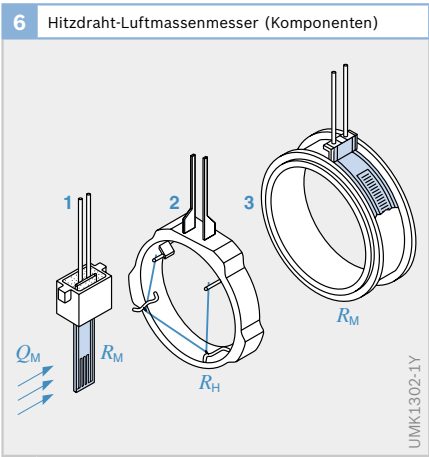
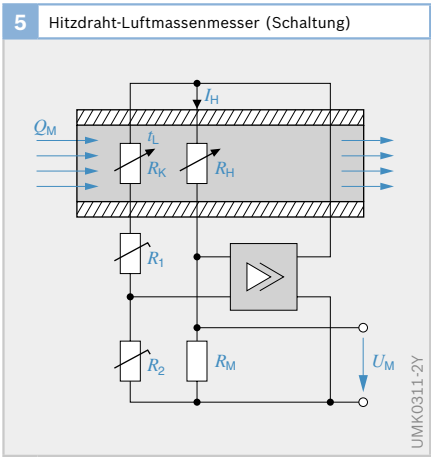
Trotz erheblicher funktioneller Vorteile war diese Sensorkonzeption auf längere Sicht gesehen zu teuer. Eine Version in Dickschichttechnik (Heißfilm-Luftmassenmesser HFM2) konnte alle zur Messung notwendigen Widerstände auf einem Substrat vereinigen. Wegen der nicht unerheblichen Wärmekapazität des dabei verwendeten Keramiksubstrats war es nicht einfach, die maximal zulässige Einschaltzeitkonstante nicht zu überschreiten. Auch musste eine unerwünschte Wärmekopplung vom Heizungs- zum Kompensationswiderstand durch einen aufwändigen Sägeschnitt reduziert werden. Dafür konnte schon bei dieser Version auf einen Freibrennprozess verzichtet werden, da die speziellen Strömungsverhältnisse nicht mehr zu schädlichen Ablagerungen führten.

Bild 5

- $Q_{LM}$  Luftmassenfluss
- $U_M$  Messspannung
- $R_H$  Hitzdrahtwiderstand
- $R_K$  Kompensationswiderstand
- $R_M$  Messwiderstand
- $R_{1,2}$  Abgleichwiderstände

Bild 6

- 1 Temperaturkompensationswiderstand  $R_K$
  - 2 Sensoring mit Hitzdraht  $R_H$
  - 3 Präzisionswiderstand (Messwiderstand  $R_M$ )
- $Q_M$  Luftmassenstrom



Im Gegensatz zu den beiden Vorgängertypen hat dann eine weitere, nun mikromechanisch auf Siliziumbasis ausgeführte Version (Heißfilm-Luftmassenmesser HFM5 und HFM6) praktisch alle Erwartungen erfüllt. Sie ist insbesondere in der Lage, vorzeichenrichtig in beiden Strömungsrichtungen zu messen (Bild 7), sodass bei Pulsationen auftretende, kurzzeitige Rückströmungen nicht mehr zu Messfehlern führen (Bild 8).

Zu diesem Zweck sitzt zusätzlich zu dem bisherigen Heizregelkreis (ähnlich wie bei dem aus der Literatur bekannten Thomas-Verfahren) beiderseits des Heizwiderstandes, also strömungsauf- und -abwärts, je ein Temperatursensor. Beide Sensoren zeigen im strömungsfreien Fall ( $Q_{ML} = 0$ ) die gleiche Temperatur an. Bei einsetzender Strömung erhöht sich jedoch die Temperaturdifferenz der beiden Widerstände zunehmend, da der strömungsaufwärts gelegene Sensor vom Medium gekühlt wird. Das aus der Temperaturdifferenz abgeleitete Ausgangssignal folgt einer ähnlichen Kennlinie, wie sie die bisherigen Anemometer aufweisen; ihr Vorzeichen repräsentiert nun jedoch eindeutig die Strömungsrichtung.

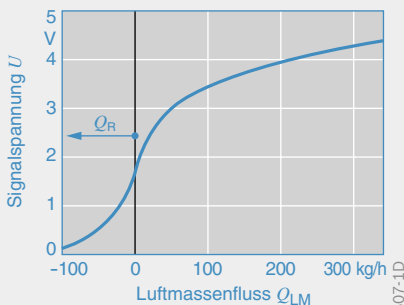
Auf Grund seiner geringen Baugröße stellt der mikromechanische Durchflussmesser jedoch nur einen Teilstrommesser dar,

d. h., er ist nicht mehr auch nur annähernd in der Lage, eventuelle Inhomogenitäten der Strömungsgeschwindigkeit über den Strömungsquerschnitt auszumitteln. Er ist vielmehr darauf angewiesen, dass der von ihm ermittelte kleine Teilstrom über den gesamten Messbereich hinweg den gleichen Bruchteil der Gesamtströmung repräsentiert. Durch im Messrohr integrierte Strömungsgleichrichter (z. B. Gitter) kann diese Voraussetzung eingehalten werden.

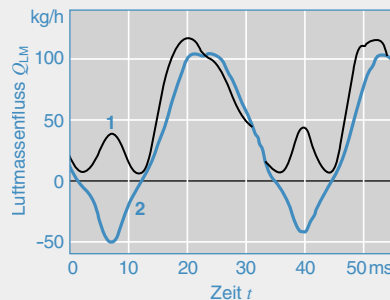
### Anwendungsbeispiele

- Heißfilm-Luftmassenmesser HFM5 und HFM6 für Otto- und Diesel-Anwendungen.

**7** Mikromechanischer Heißfilm-Luftmassenmesser mit vorzeichenrichtiger Luftmengenerfassung



**8** Erfassung des pulsierenden Luftmassenfluss eines 4-Zylinder-Motors



**Bild 7**  
 $Q_R$  Rückströmung

**Bild 8**  
Bei Volllast und  
Drehzahl  $n = 900 \text{ min}^{-1}$   
1 Hitzdraht-  
Luftmassenmesser  
2 Heißfilm-  
Luftmassenmesser

## Gassensoren und Konzentrationssonden

### Messgrößen

Die Konzentration eines Stoffes gibt an, mit welchem Masse- oder Volumenanteil ein bestimmter Stoff in einem anderen Stoff oder in einem Gemisch von anderen Stoffen enthalten ist. Bei einem Konzentrationssensor (oft auch Konzentrationssonde genannt) kommt es darauf an, dass er nur für den einen Messstoff spezifisch empfindlich ist und (im Idealfall) andere Stoffe möglichst total „ignoriert“. In der Realität besitzt jedoch jede Sonde auch eine „Querempfindlichkeit“ gegen andere Stoffe, selbst wenn (was oft geschieht) die Messparameter Temperatur und Druck konstant gehalten werden.

Im Kraftfahrzeug müssen folgende Größen gemessen werden:

- ▶ Sauerstoffgehalt im Abgas (Verbrennungsregelung, Katalysatorüberwachung),
- ▶ Kohlenmonoxid- und Stickoxidgehalt sowie Luftfeuchte im Innenraum (Luftgüte, Beschlagen der Fahrzeugfenster),
- ▶ Luftfeuchte in Druckluftbremssystemen (Überwachung Lufttrockner),
- ▶ Feuchte der Außenluft (Glatteiswarnung),
- ▶ Rußkonzentration im Abgas von Dieselmotoren, allerdings ein bisher noch ungelöstes Problem. Im Gegensatz zu den zuvor genannten Gaskonzentrationen handelt es sich dabei um eine Partikelkonzentration. Die Messaufgabe wird dadurch zusätzlich erschwert, dass sich der Sensor bis zur Funktionsunfähigkeit mit Partikeln zusetzen kann.

Mit Einführung der Brennstoffzelle als automobiles Antriebssystem müssen wohl weitere Gassensoren entwickelt werden, so z. B. zur Detektion von Wasserstoff.

### Messprinzipien

Da die Messstoffe in gasförmigem, flüssigem und festem Zustand auftreten, wurden im Laufe der Zeit fast zahllose Messmethoden entwickelt. Im Kraftfahrzeug ist bisher nur das Gebiet der Gasanalyse mit dem speziellen Teilgebiet der Messung gasförmiger Feuchte von Interesse. Die **Tabelle 1** gibt eine Übersicht über die in der allgemeinen Messtechnik angewandten Verfahren.

### Gasmessung, allgemein

Für Gassensoren, die in aller Regel dem Messmedium (d. h. Fremdstoffen) direkt und schutzlos ausgesetzt sind, besteht die Gefahr der irreversiblen Beschädigung. Diese Beschädigung wird auch als „Vergiftung“ der Sonde bezeichnet. So kann zum Beispiel das eventuell im Kraftstoff bzw. Abgas enthaltene Blei die elektrolytischen Sauerstoffkonzentrationssonden (Lambda-Sonden) unbrauchbar machen.

### Feuchtemessung

Neben der überragenden Bedeutung der Sauerstoffsonde (Lambda-Sonde) im Abgas kommt auch der Luftfeuchtemessung eine besondere Bedeutung zu.

Feuchte gibt im weiteren Sinn den Wassergehalt in gasförmigen, flüssigen und festen Stoffen an. Im engeren Sinne des Wortes geht es an dieser Stelle jedoch um den Gehalt an gasförmigem Wasser

<b>1</b> Gasanalytische Verfahren (ohne besondere Berücksichtigung der Feuchtemessverfahren). (X) im Kraftfahrzeug eingesetzt		
Physikalische Verfahren	Physikalisch-chemische Verfahren	Chemische Verfahren
Wärmeleitfähigkeit	Wärmetönung	Selektive Absorption
Magnetische Verfahren	Absorptionswärme	Selektive Absorption mit vorheriger chemischer Umsetzung
Strahlungsabsorption	Charakteristische Farbreaktion	
Gaschromatographie	Elektrolytische Leitfähigkeit	X
Radioaktive Verfahren	Elektrochemische Verfahren	X

(Wasserdampf) in gasförmigen Stoffen – vorzugsweise in der Luft.

Wird ein feuchtes Gas isobar abgekühlt, so erreicht es bei einer bestimmten Temperatur (Taupunkt  $\tau$  genannt) den Sättigungszustand.

Zunächst einige wichtige Definitionen und Zusammenhänge für die Feuchtemessung (siehe auch **Bild 1**):

$m_w$  Masse des Wassers

$m_s$  Masse des Wassers im Sättigungszustand

$m_{tr}$  Masse des trockenen Gases

$M_w$  Molmasse von Wasser

$M_{tr}$  mittlere Molmasse des trockenen Gases

$p$  Gesamtdruck des Gasgemisches

$p_w$  Partialdruck des Wasserdampfes

$p_s$  Sättigungsdruck (Dampfdruck des Wassers bei Gemischtemperatur)

**Absolute Feuchte:**

$$\chi = \frac{m_w}{m_{tr}} = \frac{M_w}{M_{tr}} \cdot \frac{p_w}{p - p_w} \quad (\text{in } \%)$$

$$f_a = \frac{m_w}{V_{tr}} \quad (\text{volumenbezogen})$$

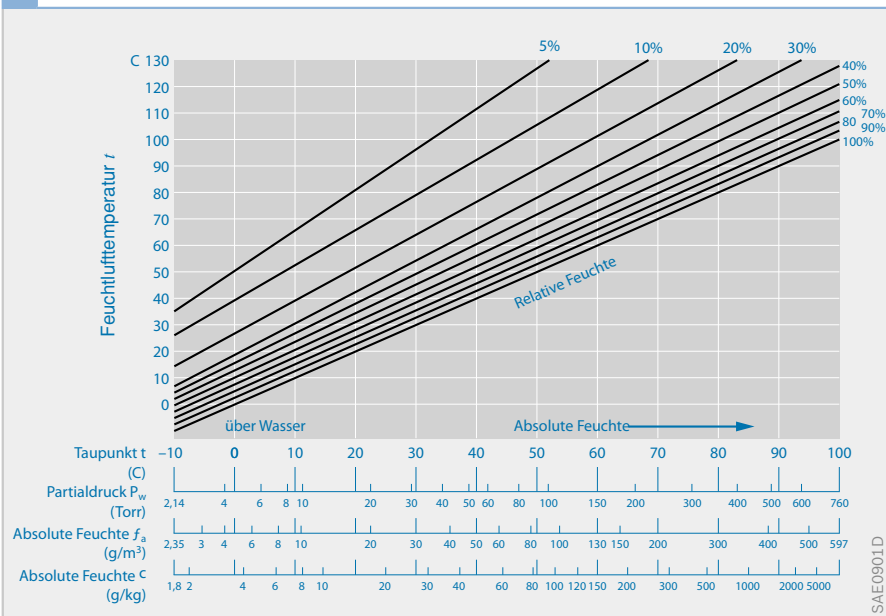
**Relative Feuchte:**

$$\Phi = \frac{p_w}{p_s} \quad (\text{in } \%)$$

Für „Lowcost“-Anwendungen des Konsumbereichs (z. B. im Auto) kommen fast ausschließlich resistive und kapazitive Sensoren in Betracht. Sie verfügen über hygroskopische Schichten, die in Abhängigkeit von der relativen Feuchte reversibel Wasser speichern können und damit eine meist drastische Änderung eines Widerstandes oder einer planar ausgeführten Kapazität hervorrufen.

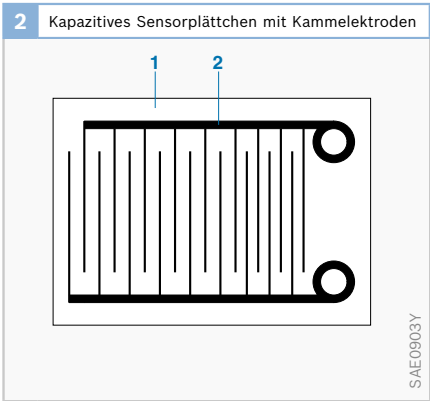
Bei kapazitiven Feuchtefühlern dient eine hygroskopische, isolierende Schicht (z. B.  $\text{Al}_2\text{O}_3$  oder ein polymerer Kunststoff),

**1** Temperatur-/Feuchte-Diagramm für Luft



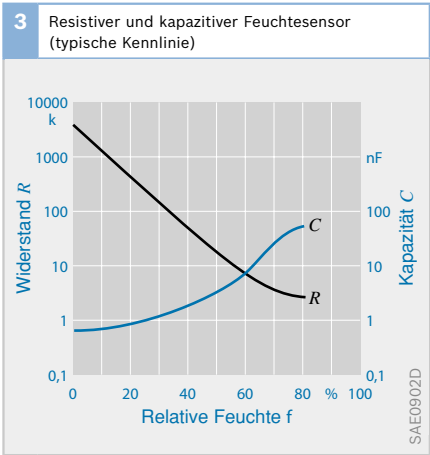
2 Verfahren der Feuchtemessung. (X) Technisch von Bedeutung				
Verfahren	lfd. Nr.		Messgerät	Messmethode
Sättigungsverfahren	1	X	Taupunkt-Hygrometer	Direkte Verfahren (Messung der absoluten Feuchte)
	2	X	LiCl-Taupunkt-Hygrometer	
Verdunstungsverfahren	3	X	Psychrometer	
Absorptionsverfahren	4		Volumen-Hygrometer	
	5	X	Elektrolyse-Hygrometer	
	6		Kondensatmengen-Hygrometer	
Energetische Verfahren	7	X	Infrarot-Hygrometer	
	8		Mikrowellen-Hygrometer	
	9		Elektr. Entladungshygrometer	
	10		Diffusions-Hygrometer	
Hygroskopische Verfahren	11	X	Elektr. Leitfilm-Hygrometer	Indirekte Verfahren (Messung der relativen Feuchte)
	12	X	Kondensator-Hygrometer	
	13	X	Haar-Hygrometer	
	14		Bistreifen-Hygrometer	
	15		Farb-Hygrometer	
	16		Quarz-Hygrometer	
	17		Gravimetrisches Hygrometer	

**Bild 2**  
1 Kunststoffplättchen  
2 kammförmig aufgeprägte Goldfolie-Elektroden



die eventuell auch gleichzeitig als Trägerplättchen fungieren kann, als Dielektrikum eines Kondensators. Eine der Elektroden ist wasserdampfdurchlässig oder die Elektroden haben eine kammförmige Struktur (**Bild 2**). Mit wachsender relativer Feuchte nimmt das Dielektrikum Wasser auf und die Kapazität des Fühlers erhöht sich stark (relative Dielektrizitätskonstante von Wasser  $\epsilon_{rW} \approx 81$ , **Bild 3**).

Beim resistiven Fühler befindet sich zwischen einem Elektrodenpaar ein isolierendes Substrat, auf das hygroskopisches Salz (LiCl) in einem Binder (Paste) aufgebracht ist. Die Leitfähigkeit der Schicht ändert sich mit der relativen Feuchte drastisch (**Bild 3**). Leider hängt diese Widerstandsänderung auch stark von der Temperatur ab, sodass auf eine entsprechende Kompensation meist nicht verzichtet werden kann. Durch zusätzliche Messung der Lufttemperatur kann dann auch der Taupunkt und damit die absolute Feuchte bestimmt werden. Die Zeitkonstante dieser Sensoren liegt typisch bei ca. 30 s. Die **Tabelle 2** gibt eine Übersicht über die zahlreichen, im Laufe der Zeit entwickelten Messverfahren für die Luftfeuchtemessung.



## Der Piezo-Effekt

Pierre Curie und sein Bruder Jacques entdeckten 1880 ein Phänomen, das zwar nur wenigen bekannt ist, aber heute Millionen Menschen täglich begleitet: den piezoelektrischen Effekt. Er hält z.B. die Zeiger der Quarzuhr im Takt.

Bestimmte Kristalle (z.B. Quarz und Turmalin) sind piezoelektrisch: Durch Stauchung oder Streckung entlang bestimmter Kristallachsen werden elektrische Ladungen auf der Kristalloberfläche induziert. Diese elektrische Polarisierung entsteht dadurch, dass sich die positiven und negativen Ionen im Kristall unter der Krafteinwirkung relativ zueinander verschieben

(s. Bild, Pos. b). Im Inneren des Kristalls gleichen sich die verschobenen Ladungsschwerpunkte aus, zwischen den Stirnflächen des Kristalls jedoch entsteht ein elektrisches Feld. Stauchung und Dehnung des Kristalls erzeugen umgekehrte Feldrichtungen.

Wird andererseits an die Stirnflächen des Kristalls eine elektrische Spannung angelegt, so kehrt sich der Effekt um (inverser Piezo-Effekt): Die positiven Ionen werden im elektrischen Feld in Richtung zur negativen Elektrode hin verschoben, die negativen Ionen zur positiven Elektrode hin. Dadurch kontrahiert oder expandiert der Kristall je nach Richtung der elektrischen Feldstärke (s. Bild, Pos. c).

Für die piezoelektrische Feldstärke  $E_p$  gilt:

$$E_p = \delta \Delta x / x$$

$\Delta x / x$ : relative Stauchung bzw. Dehnung

$\delta$ : piezoelektrischer Koeffizient, Zahlen-

werte  $10^9$  V/cm bis  $10^{11}$  V/cm

Die Längenänderung  $\Delta x$  ergibt sich bei einer angelegten Spannung  $U$  aus:

$$U / \delta = \Delta x \quad (\text{Beispiel Quarz: Deformation von etwa } 10^{-9} \text{ cm bei } U = 10 \text{ V})$$

Der Piezo-Effekt wird nicht nur in Quarzuhren und Piezo-Inline-Injektoren genutzt, sondern hat – als direkter oder inverser Piezo-Effekt – eine Vielzahl weiterer technischer Anwendungen:

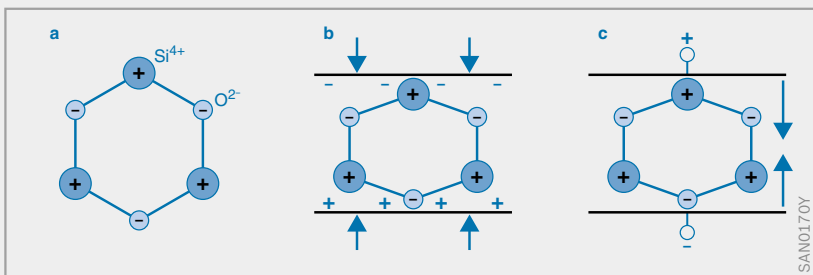
Piezoelektrische Sensoren werden z.B. zur Klopfregelung im Ottomotor eingesetzt, wo sie hochfrequente Schwingungen des Motors als Merkmal für klopfende Verbrennung detektieren. Die Umwandlung von mechanischer Schwingung in elektrische Spannungen wird auch im Kristall-Tonabnehmer des Plattenspieters oder bei Kristallmikrofonen genutzt. Beim Piezo-Zünder (z.B. im Feuerzeug) ruft ein mechanischer Druck die zur Funken-erzeugung benötigte Spannung hervor.

Legt man andererseits eine Wechselspannung an einen Piezo-Kristall, so schwingt er mechanisch mit der Frequenz der Wechselspannung. Solche Schwingquarze werden z.B. als Stabilisatoren in elektrischen Schwingkreisen eingesetzt oder als piezoelektrische Schallquelle zur Erzeugung von Ultraschall.

Für den Einsatz als Uhrenquarz wird der Schwingquarz mit einer Wechselspannung angeregt, deren Frequenz einer Eigenfrequenz des Quarzes entspricht. So entsteht eine zeitlich äußerst konstante Resonanzschwingung, deren Abweichung bei einem geeichten Quarz ca. 1/1000 Sekunde pro Jahr beträgt.

**Prinzip des Piezo-Effekts**  
(dargestellt an einer Einheitszelle)

- a Quarzkristall  $\text{SiO}_2$
- b Piezo-Effekt:  
Bei Stauchung des Kristalls schieben sich die negativen  $\text{O}^{2-}$ -Ionen nach oben, die positiven  $\text{Si}^{4+}$ -Ionen nach unten: an der Kristalloberfläche werden elektrische Ladungen induziert.
- c inverser Piezo-Effekt:  
Durch die angelegte elektrische Spannung werden  $\text{O}^{2-}$ -Ionen nach oben,  $\text{Si}^{4+}$ -Ionen nach unten verschoben: der Kristall kontrahiert.





## Temperatursensoren

### Messgrößen

Temperatur ist eine ungerichtete, den Energiezustand des Mediums charakterisierende Größe, die vom Ort und der Zeit abhängen kann:

$$T = T(x, y, z, t) \tag{1}$$

mit:  $x, y, z$  Raumkoordinaten,  $t$  Zeit,  
 $T$  gemessen nach der Celsius- oder Kelvin-Skala.

Bei gasförmigen und flüssigen Messmedien kann im Allgemeinen problemlos an allen Ortspunkten gemessen werden. Bei festen Körpern beschränkt sich die Messung meist auf die Oberfläche. Bei den am häufigsten eingesetzten Temperatursensoren ist ein unmittelbarer, inniger Kontakt des Sensors mit dem Messmedium erforderlich (Berührungsthermometer), damit er möglichst genau die Temperatur des Mediums annimmt. Für spezielle Fälle sind jedoch auch berührungslose Temperatursensoren im Einsatz, welche die Temperatur eines Körpers oder Mediums aufgrund der von ihm ausgesandten (infraroten) Wärmestrahlung bestimmen (Strahlungsthermometer = Pyrometer, Wärmekamera).

1 Temperaturmessstellen im Kraftfahrzeug	
Messpunkt	Bereich °C
Ansaug-/Ladeluft	-40...170
Außenwelt	-40...60
Innenraum	-20...80
Ausblasluft/Heizung	-20...60
Verdampfer (Klimaanlage)	-10...50
Kühlwasser	-40...130
Motoröl	-40...170
Batterie	-40...100
Kraftstoff	-40...120
Reifenluft	-40...120
Abgas	100...1000
Bremssattel	-40...2000

Ein Temperatursensor soll diese Abhängigkeit im Allgemeinen möglichst fehlerfrei wiedergeben, d. h., er soll möglichst unverfälscht die lokale Verteilung der Temperatur sowie ihre zeitliche Änderung wiedergeben.

Im speziellen Anwendungsfall kann diese Anforderung – teilweise aus funktionalen Gründen – auch abgemildert werden. Für eine gute Ortsauflösung des Sensors, aber auch für ein schnelles Reaktionsvermögen, soll dieser möglichst klein bauen, d. h. eine geringe Wärmekapazität aufweisen.

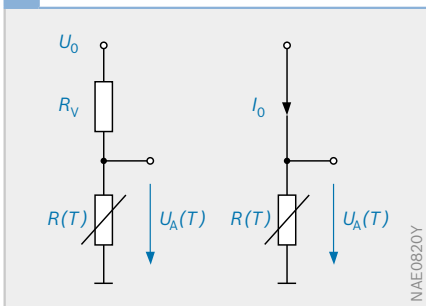
Um die vom Sensor angenommene Eigentemperatur möglichst unabhängig von der meist davon abweichenden Temperatur seiner Halterung zu halten, soll er möglichst gut thermisch von seiner Halterung isoliert sein. Die von den meisten Sensoren im aktiven Zustand erzeugte Eigenwärme ist möglichst gering zu halten (z. B. < 1 mW), da auch sie das Messergebnis verfälscht.

Das dynamische Verhalten eines Temperatursensors wird durch eine Zeitkonstante  $\tau$  angegeben. Sie gibt die Zeit an, die der Sensor bei sprungförmiger Temperaturänderung benötigt, um z. B. auf 63 %, 90 % oder 99 % seiner Endanzeige zu kommen. Diese Zeit hängt nicht nur von der Wärmekapazität des Sensors, sondern auch ganz wesentlich von der Wärmeübergangszahl zum Messmedium ab. Je größer sie ist, umso schneller zeigt der Sensor seinen Endwert an. Diese Zahl ist bei flüssigen Medien naturgemäß weit höher als bei gasförmigen. Zu beachten ist auch, dass die Wärmeübergangszahl ganz erheblich von einer eventuell vorhandenen Strömungsgeschwindigkeit  $v$  des Mediums abhängt. Sie nimmt etwa mit  $\sqrt{v}$  zu. Also sollte die Zeitkonstante eines Temperatursensors immer in Bezug auf eine bestimmte Strömungsgeschwindigkeit eines wohl definierten Mediums angegeben werden.

Die Temperaturmessung im Kraftfahrzeug nutzt fast ausschließlich die Temperaturabhängigkeit von elektrischen Widerstandsmaterialien mit positivem (PTC) oder negativem (NTC) Temperaturkoeffizienten in Form von Berührungsthermometern. Die Umsetzung der Widerstandsänderung in eine analoge Spannung erfolgt überwiegend durch Ergänzung eines temperaturneutralen oder gegensinnig abhängigen Widerstands zu einem Spannungsteiler (auch linearisierende Wirkung). Neuerdings wird für Zwecke des Insassenschutzes (Insassen-Positionsbeobachtung für Airbagauslösung), aber auch des Komforts (Klimaregelung gemäß Messung der Hauttemperatur, Verhinderung von Scheibenbeschlag) eine berührungslose (pyrometrische) Temperatursensierung in Betracht gezogen, die erst durch den Einsatz der Mikrosystemtechnik in einen kostengünstigen Bereich gerückt ist. Die **Tabelle 1** zeigt, welche zu messende Temperaturen im Fahrzeug auftreten.

Nicht allein die teilweise sehr unterschiedlichen Messbereiche erfordern eine Vielzahl von Sensorkonzepten und -technologien, sondern auch die hier nicht genannten Genauigkeits- und Dynamikanforderung führen zu sehr unterschiedlichen Sensorformen. An vielen Stellen wird die Temperatur auch als Hilfsgröße gemessen, um sie als Fehlerursache oder unerwünschte Einflussgröße zu kompensieren.

#### 1 Methoden der Widerstands-/Spannungsumformung



### Messprinzipien für Berührungssensoren

Da nahezu alle physikalischen Vorgänge temperaturabhängig sind, gibt es sehr viele Möglichkeiten der Temperaturmessung. Zu bevorzugen sind jedoch diejenigen Methoden, bei denen der Temperatureffekt sehr ausgeprägt und dominant ist sowie nach Möglichkeit einer linearen Kennlinie folgt. Ferner sollten die Messelemente für eine kostengünstige Massenherstellung geeignet und dabei noch genügend reproduzierbar und alterungsstabil sein. Unter diesen Gesichtspunkten haben sich folgende Sensortechniken herauskristallisiert und auch im Kfz Eingang gefunden:

#### Resistive Sensoren

Temperaturabhängige elektrische Widerstände sind als zweipolige Elemente besonders zur Temperaturmessung geeignet, sei es in drahtgewickelter Form, sinterkeramischer Form, Folienform, dünn- und dickschichttechnischer Form oder monokristalliner Form. Üblicherweise werden sie zur Umsetzung in ein spannungsanaloges Signal mit einem Festwiderstand  $R_V$  zu einem Spannungsteiler ergänzt oder aber mit eingepprägtem Strom gespeist (**Bild 1**). Während die Spannungsteilerschaltung die ursprüngliche Sensorcharakteristik  $R(T)$  in eine etwas andere Charakteristik  $U(T)$  umsetzt:

$$U(T) = U_0 \cdot \frac{R(T)}{R(T) + R_V} \quad (2)$$

wird bei Einprägung eines Speisestroms  $I_0$  die Widerstandskennlinie genau reproduziert:

$$U(T) = I_0 \cdot R(T) \quad (3)$$

Zwar wird durch die Spannungsteilerschaltung je nach Auslegung die Messempfindlichkeit mehr oder weniger reduziert, dafür hat sie jedoch auf leicht progressiv gekrümmte Widerstandskennlinien einen (meist sehr erwünschten) linearisierenden

**Bild 1**

$I_0$  Stromspeisung  
 $U_0$  Versorgungsspannung  
 $R_V$  temperaturunabhängiger Vorwiderstand  
 $R(T)$  temperaturabhängiger Messwiderstand  
 $U_A(T)$  Ausgangsspannung

Einfluss. Häufig wird der Ergänzungswiderstand hierfür so dimensioniert, dass er dem Messwiderstand bei einer bestimmten Bezugstemperatur  $T_0$  (z. B. 20°C) entspricht:

$$R_V \approx R(T_0) \tag{4}$$

Reicht die Fertigungsgenauigkeit nicht ganz aus, so lässt sich ein Widerstandsfühler mithilfe eines abgleichbaren Parallelwiderstands  $R_P$  und eines Serienwiderstands  $R_S$  sowohl bezüglich des Widerstandswerts (bei einer Bezugstemperatur) als auch bezüglich seines Temperaturkoeffizienten (TK) auf Sollwert bringen (Bild 2). Selbstverständlich wird durch Zuschaltung von Festwiderständen auch hier der TK verringert und die Charakteristik etwas verändert.

**Sinterkeramische NTC-Widerstände**

Wegen ihres sehr großen Messeffekts und ihrer kostengünstigen Herstellung werden am häufigsten halbleitende Widerstände aus Schwermetalloxiden und oxidierten

Mischkristallen verwendet. Sie werden in Perlen- oder Scheibenform (Bild 3) gesintert und haben eine polykristalline Struktur. Wegen ihrer sehr stark fallenden Temperaturkennlinie werden sie auch als Heißeiter bezeichnet oder sind auch unter dem Namen Thermistoren bekannt. Ihre Kennlinie lässt sich in guter Näherung mithilfe folgenden Exponentialgesetzes beschreiben:

$$R(T) = R_0 \cdot e^{B \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \tag{5}$$

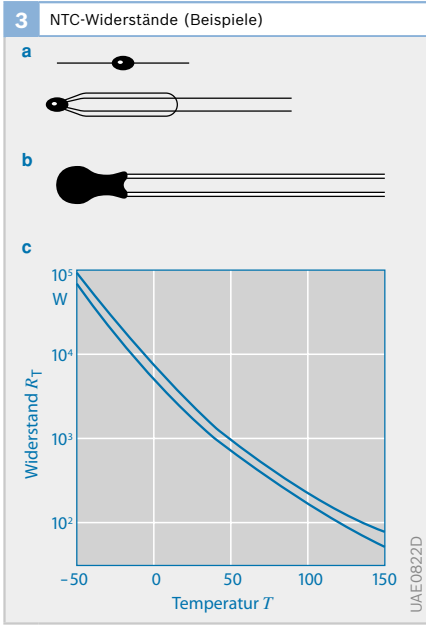
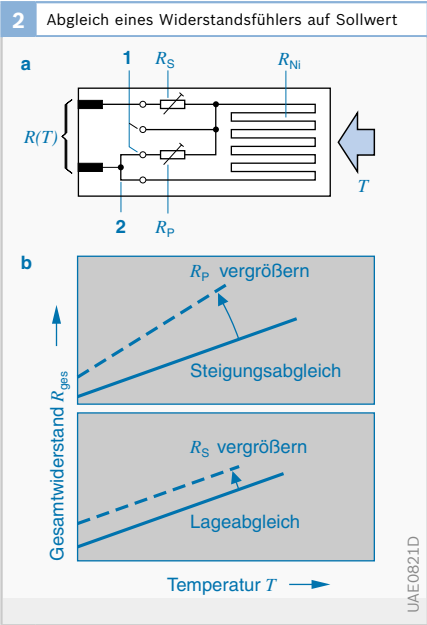
mit  $R_0 = R(T_0)$ ,  
 $B = 2000...5000 \text{ K} = \text{const.}$ ,  
 $T$  absolute Temperatur

Die Kennliniensteigung (TK) bzw. die prozentuale Widerstandsänderung mit der Temperatur hängt hier sehr stark vom Arbeitspunkt ab, kann also nur punktuell definiert werden:

$$\text{TK} = - B/T^2 \tag{6}$$

**Bild 2**  
a Widerstandsfühler  
b Kennlinien  
1 Hilfskontakte  
2 Brücke  
 $R_{Ni}$  Nickel-Schichtwiderstand  
 $R_{ges}(T)$  auf Temperatur  $T$  bezogener Gesamtwiderstand  
 $R_P$  abgleichbarer Parallelwiderstand  
 $R_S$  abgleichbarer Serienwiderstand

**Bild 3**  
a Perlenform  
b Scheibenform  
c Kennlinie mit Streugrenzen



Sie nimmt mit zunehmender Temperatur stark ab. Der Widerstandswert selbst variiert häufig über 4...5 Zehnerpotenzen z. B. typisch von einigen 100 kΩ bis zu einigen 10 Ω. Die starke Temperaturabhängigkeit lässt den Einsatz nur über ein „Fenster“ von etwa 200 K zu; diese Spanne kann jedoch im Bereich von -40...ca. 850 °C gewählt werden. Engere Toleranzen von bis zu ± 0,5 K an einem wählbaren Referenzpunkt werden entweder durch Auslese oder eventuell durch einen Schleifprozess unter Öl erreicht, was sich natürlich in den Kosten niederschlägt. Die Alterungsstabilität dieser Sensoren konnte gegenüber früher erheblich verbessert werden, sodass die angegebenen engen Toleranzen durchaus auch über die Lebenszeit der Sensoren gehalten werden.

PTC-Dünn/Dickschicht-Metallwiderstände

Die zusammen mit zwei zusätzlichen, temperaturneutralen Abgleichwiderständen auf einem gemeinsamen Substratplättchen integrierten Dünnschicht-Metallwiderstände weisen eine besonders hohe Genauigkeit auf. Sie lassen sich bezüglich ihrer Kennlinie eng toleriert und langzeitstabil fertigen und durch Laserschnitte zusätzlich „trimmen“. Die angewandte Schichttechnik ermöglicht es, das Trägermaterial (Keramik, Glas, Kunststofffolien) und die Abdeckschichten (Kunststoffverguss bzw. Lackabdeckung, Folienverschweißung, Glas- und Keramiküberzug) zum Schutz gegen das Messmedium an die jeweilige Messaufgabe anzupassen. Gegenüber oxidkeramischen Halbleitersensoren weisen metallische Schichten zwar eine geringere Temperaturabhängigkeit auf, jedoch eine günstigere Charakteristik bezüglich Linearität und Reproduzierbarkeit. Zur rechnerischen Beschreibung dieser Sensoren gilt folgender Ansatz:

$$R(T) = R_0 (1 + \alpha \cdot \Delta T + \beta \cdot \Delta T^2 + ..) \quad (7)$$

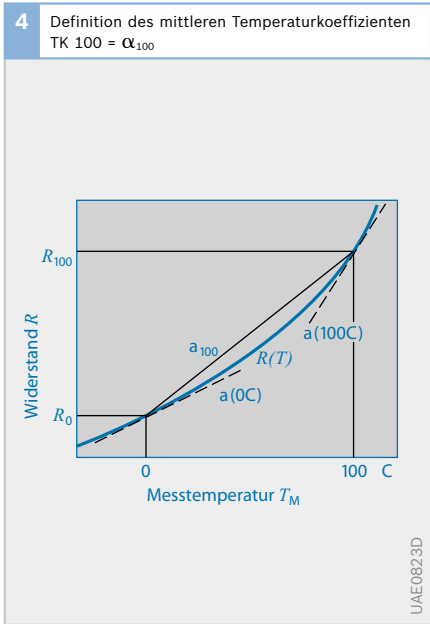
mit  $\Delta T = T - T_0$  und  
 $T_0 = 20^\circ\text{C}$  (Referenztemperatur),

$\alpha$  linearer Temperaturkoeffizient (TK),  
 $\beta$  quadratischer Temperaturkoeffizient.

Der Koeffizient  $\beta$  ist zwar bei Metallen meist sehr klein, jedoch nicht ganz vernachlässigbar. Daher wird die Messempfindlichkeit solcher Sensoren meist mit einem mittleren TK, dem „TK 100“, charakterisiert. Der TK 100 entspricht der mittleren Kennliniensteigung zwischen 0 °C und 100 °C (Tabelle 2 und Bild 4).

$$\text{Dabei gilt } TK\ 100 = \frac{R(100^\circ\text{C}) - R(0^\circ\text{C})}{R(0^\circ\text{C}) \cdot 100\text{K}} \quad (8)$$

2 Temperaturkoeffizient TK 100			
Sensor-material	TK 100 10 <sup>-3</sup> /K	Kennlinie	Messbereich
Nickel (Ni)	5,1	leicht progressiv	-60...320
Kupfer (Cu)	4,1	leicht progressiv	-50...200
Platin (Pt)	3,5	leicht degressiv	-220...850



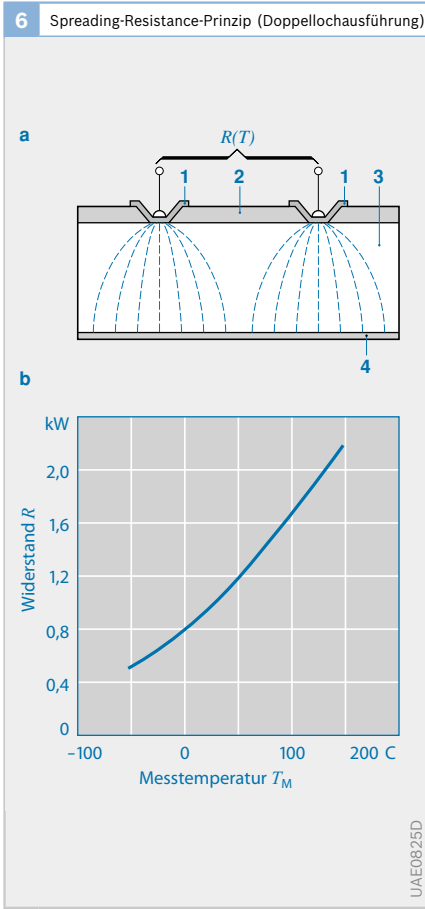
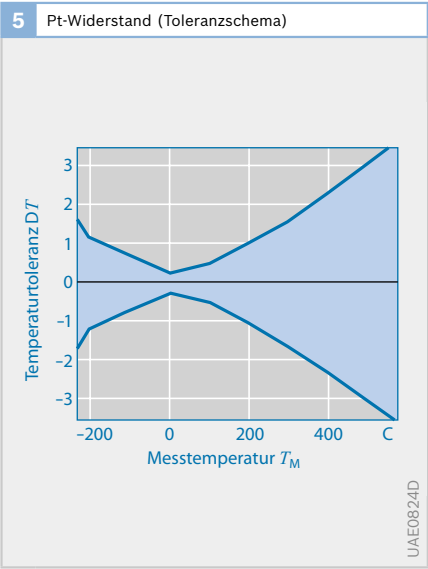
Platin(Pt)-Widerstände haben zwar den niedrigsten TK, gelten jedoch als die genauesten und alterungsstabilsten resistiven Temperatursensoren. Sie sind unter der Bezeichnung „PT 100“ oder „PT 1000“ (100 Ω bzw. 1000 Ω Nennwiderstand bei Referenztemperatur von 20 °C) in verschiedenen Toleranzklassen (bis zu 0,1 °C) am Markt erhältlich (Bild 5). Für den Einsatz bis zu Temperaturen um 1000 °C sind allenfalls Pt-Fühler in Dickschichttechnik geeignet, deren Pt-Schicht durch spezielle Beimengungen stabilisiert ist.

**Dickschicht-Widerstände (PTC/NTC)**  
Dickschichtpasten mit höherem spezifischem Widerstand (geringer Flächenbedarf) sowie positiven und negativen Temperaturkoeffizienten dienen vorwiegend als Temperatursensoren für Kompensationszwecke. Sie haben eine nicht lineare Charakteristik (jedoch nicht so extrem gekrümmt wie die der massiven NTC-Widerstände) und lassen sich z. B. mit Laserstrahl trimmen. Zur Erhöhung des Messeffekts können Spannungsteilerschaltungen aus NTC- und PTC-Material gebildet werden.

Monokristalline Silizium-Halbleiterwiderstände (PTC)

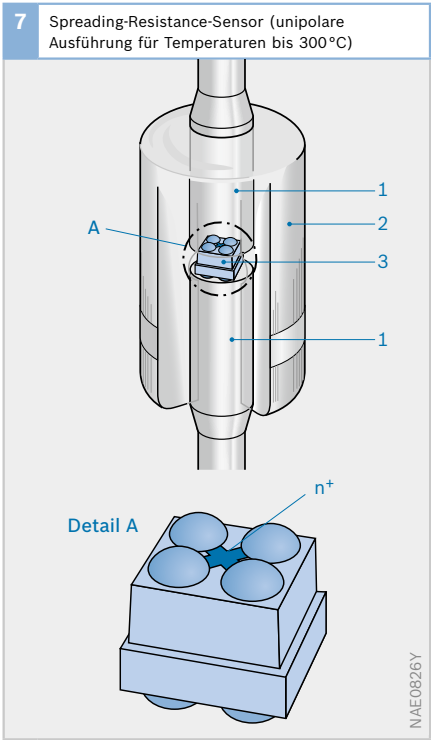
Bei Temperatursensoren aus monokristallinen Halbleitermaterialien wie Silizium (Si) lassen sich grundsätzlich weitere aktive und passive Schaltungselemente auf dem Sensorchip integrieren (erste Signalaufbereitung an der Messstelle möglich). Ihre Herstellung erfolgt wegen der engeren Tolerierbarkeit nach dem „Spreading Resistance“-Prinzip (Bild 6a). Der Strom fließt durch den Messwiderstand über einen Oberflächenpunktkontakt in das Bulk-Material des Si und dort breit aufgefächert zu einer den Boden des Sensorchips überdeckenden Gegenelektrode.

**Bild 6**  
a Aufbau  
b Kennlinie  
1 Kontakte  
2 Passivierung (Nitrid, Oxid)  
3 Si-Substrat  
4 Gegenelektrode ohne Anschluss  
 $R(T)$  temperaturabhängiger Widerstand



Die hohe Stromdichte hinter dem Kontaktpunkt (hohe Genauigkeit durch fotolithographische Herstellung) bestimmt neben der sehr gut reproduzierbaren Materialkonstanten fast ausschließlich den Widerstandswert des Sensors. Zur Erzielung einer guten Polaritätsunabhängigkeit werden die Sensoren meist in gegensinniger Ausrichtung in Reihenschaltung doppelt ausgeführt (Doppellochdurchführung, Bild 6). Die Bodenelektrode kann dann als metallischer Temperaturkontakt (ohne elektrische Funktion) ausgeführt werden.

Die Messempfindlichkeit ist annähernd doppelt so groß wie die eines Pt-Widerstandes ( $TK = 7,73 \cdot 10^{-3}/K$ ). Die Temperaturkennlinie ist stärker progressiv gekrümmt als bei einem metallischen Sensor. Die Eigenleitfähigkeit des Materials begrenzt den Messbereich nach oben auf ca.  $+150^\circ C$  (Bild 6 b). Sonderausführungen (Bild 7) sind bis  $300^\circ C$  einsetzbar.



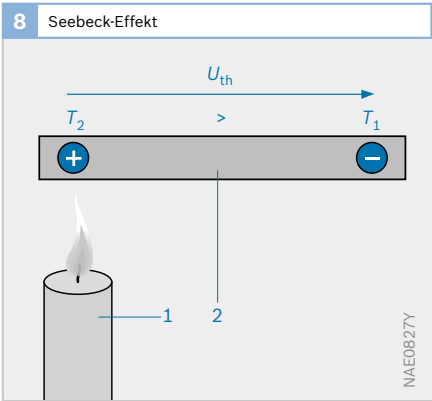
**Thermoelemente**

Insbesondere für Messbereiche  $\geq 1000^\circ C$  werden Thermoelemente eingesetzt. Sie beruhen auf dem Seebeck-Effekt, der besagt, dass zwischen den Enden eines metallischen Leiters eine elektrische Spannung entsteht, wenn an diesen unterschiedliche Temperaturen  $T_1$  und  $T_2$  herrschen. Diese „Thermospannung“  $U_{th}$  hängt (unabhängig vom Verlauf dazwischen) ausschließlich vom Temperaturunterschied  $\Delta T$  an den Enden des Leiters ab (Bild 8). Es gilt:

$$U_{th} = c (T_2 - T_1) = c \Delta T, \tag{9}$$

wobei die Proportionalitätskonstante materialspezifisch ist und Seebeck-Koeffizient genannt wird.

Da der Messleiter zur Messung dieser Spannung mit zwei Anschlusskabeln (z. B. aus Cu), die ihrerseits wieder dem gleichen



**Bild 8**

- 1 Wärmequelle
- 2 metallischer Leiter
- + Hohe, – geringe thermische Geschwindigkeit der Elektronen
- $T_2$  hohe Temperatur
- $T_1$  geringe Temperatur
- $U_{th}$  Thermospannung

**3** Thermospannung  $U_{th}$  einiger Metalle

Material	Thermospannung $U_{th}$ mV/100°C
Konstantan	–3,40
Nickel	–1,90
Paladium	–0,28
Platin	0,00
Kupfer	+0,75
Manganit	+0,60
Eisen	+1,88
Silizium	+44,80

**Bild 7**

- 1 Metalldrähte
- 2 Glas
- 3 Si-Kristall

Temperaturunterschied ausgesetzt sind, kontaktiert werden muss, lässt sich leider immer nur die Differenz des Messmaterials zu dem der Anschlussleitungen erfassen. Thermospannungen werden deshalb immer nur in Bezug auf Platin als Referenzmaterial tabelliert (Tabelle 3).

Zur Erzielung möglichst hoher Spannungen haben sich günstige Materialpaarungen eingebürgert (Bild 9, z. B. Eisen/Konstantan usw.). Wichtig ist, dass die beiden „Thermoschenkel“ einer solchen Paarung an dem Ende elektrisch leitend verbunden sind (verdellt, geschweißt, gelötet usw.), an dem die Messtemperatur anliegt (Bild 10).

Bild 9

- 1 Kupfer/Konstantan
- 2 Eisen/Konstantan
- 3 Nickelchrom/Nickel
- 4 Platinrhodium/Platin

Thermoelemente besitzen meist nur eine kurze Länge. Verlängerungen bis zur Signalerfassungsstelle können mit „Ausgleichsleitungen“ gleicher Materialpaarung hergestellt werden. Wichtig ist, dass sich die beiden freien Enden der Thermo-

elementanordnung auf gleicher (Referenz-) Temperatur befinden, da ansonsten der dort herrschende Temperaturunterschied mitgemessen wird. Thermoelemente messen also stets nur den Temperaturunterschied zu einer Referenzstelle. Will man die Absoluttemperatur der Messstelle wissen, muss man mit anderen Mitteln (z. B. mit resistivem Fühler) zusätzlich die Temperatur der Referenzstelle bestimmen.

Die Abhängigkeit der Thermospannungen von der Temperatur ist meist nicht ganz so linear, wie es die Gleichung (9) angibt. Für die Verstärkung der meist kleinen Signale und deren Linearisierung stehen bereits integrierte Schaltkreise zur Verfügung. Zur Vergrößerung der Messspannung werden auch mehrere gleiche Thermoelemente in Reihe geschaltet, die mit den „heißen“ Anschlüssen alle auf Messtemperatur, mit den „kalten“ Anschlüssen auf Referenztemperatur liegen (Bild 11, Thermosäule oder Thermopile).

Bild 10

- A/B Materialpaarung (Thermoschenkel)
- 1 Messstelle (elektrisch leitende Verbindung)
  - 2 Anschlusskopf
  - 3 Ausgleichsleitung
  - 4 Referenzstelle
  - 5 Anschlusskabel (Cu)
- $T_M$  Messtemperatur  
 $T_R$  Referenztemperatur  
 $U_{th}$  Thermospannung

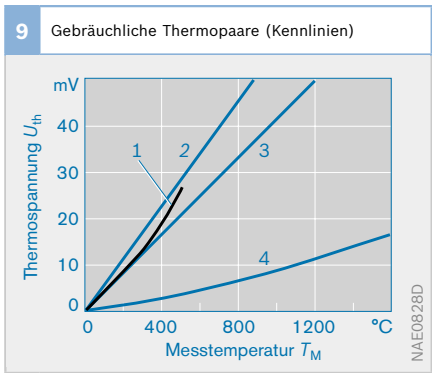
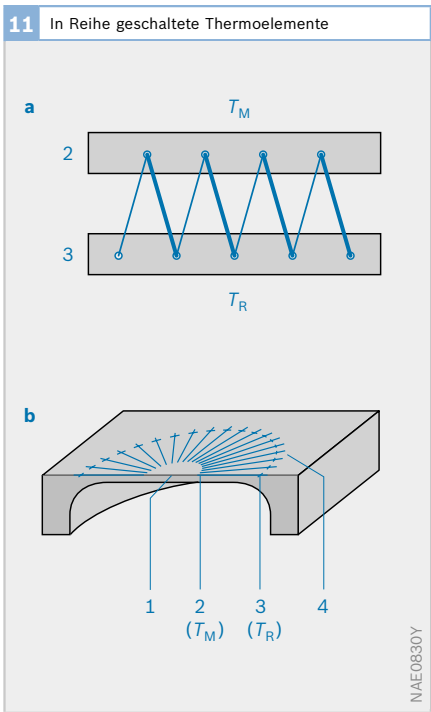
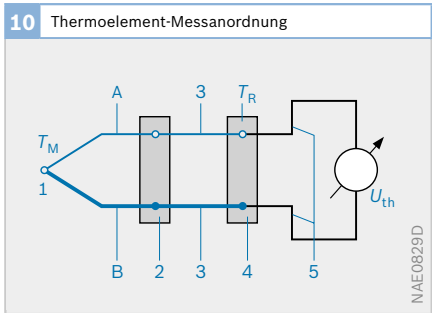


Bild 11

- a Prinzip der Thermosäule (Thermopile)
- b Anwendungsbeispiel
- 1 sensitive Fläche
  - 2 „heiße“ Anschlüsse auf Messtemperatur  $T_M$
  - 3 „kalte“ Anschlüsse auf Referenztemperatur  $T_R$
  - 4 Thermopile



Thermoelemente stellen zwar sehr robuste (z. B. hohe EMV-Sicherheit durch niedrigen Innenwiderstand), aber keine sehr genauen Messmittel dar. Ihre Abweichung kann durchaus im Bereich 5...15 °C liegen. Sie besitzen auch keine besonders gute Alterungsstabilität, sodass auch eine individuelle Kalibrierung die Genauigkeit nicht bleibend verbessert.

Selbstverständlich lassen sich Thermoelemente auch in Dünn- oder Dickschichttechnik herstellen: übereinanderliegende, metallene Schichten bilden einen sehr guten Thermokontakt. Mit den Mitteln der Mikrosystemtechnik lassen sich so Thermoelemente mit extrem kleiner Abmessung herstellen. Sie eignen sich vor allem auch zur Bildung von Thermosäulen aus z. B. 50...100 Einzelementen und finden z. B. in berührungslosen Strahlungsthermometern (Pyrometer) Anwendung.

### Halbleitersperrschichten

Die Flussspannung von Halbleitersperrschichten (Bild 12) wie bei Dioden und Basis-Emitterstrecken von Transistoren zeigen bei konstantem Strom ein sehr gutes lineares Verhalten mit der Temperatur:

$$U_F(T) = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_F}{I_{\text{sat}}} + 1\right) \quad (10)$$

mit:

$I_{\text{sat}} = I_{\text{sat}}(T)$  und  $I_F = \text{const}$ ,  
 $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$  (Elementarladung),  
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$  (Boltzmann-Konstante),  
 $T$  absolute Temperatur.

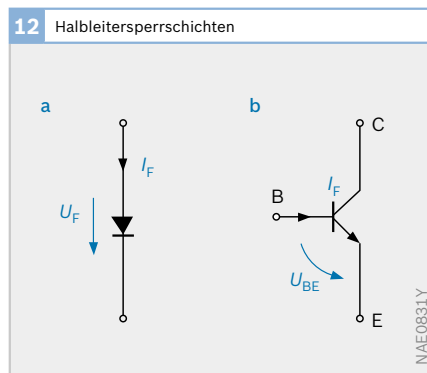
Vorteilhaft ist hier, dass vom Sensor direkt eine temperaturabhängige Spannung geliefert wird. Der zweipolige Sensor ist naturgemäß polaritätsabhängig. Die Flussspannung nimmt ziemlich genau bei jedem Sensor um 2 mV/°C ab, während die Absolutspannung an jeder Sperrschicht

ziemlich stark von Exemplar zu Exemplar streut und unter Umständen für eine genaue Messung noch zusätzliche Abgleich-elemente benötigt. Für den negativen TK ist vor allem der temperaturabhängige Sättigungsstrom  $I_{\text{sat}}$  verantwortlich, der mit wachsender Temperatur stark zunimmt. Die Eigenleitfähigkeit von Silizium begrenzt auch hier den Einsatz dieser Sensoren auf Bereiche <150 °C.

Bisweilen werden in ähnlicher Weise emittergekoppelte Transistorpaare zur Temperaturmessung genutzt. Bei dieser Temperaturmessung stellt das Verhältnis der Kollektorströme zueinander ein sehr gut reproduzierbares Maß für die Temperatur dar; es wird meist durch integrierte Zusatzbeschaltung noch „on chip“ in eine analoge Ausgangsspannung umgesetzt.

Sehr brauchbare Temperaturfühler stellen auch die in Sperrrichtung betriebene Zenerdioden dar; ihre Spannungsänderung ist stark von der Zenerspannung selbst abhängig. Hier kann zwischen Spannungsabnahmen verschiedener Größe bei Zenerspannungen < 4,7 V und Spannungszunahmen bei Zenerspannungen > 4,7 V gewählt werden.

Solche Sensoren werden oft auch für Zwecke der chipinternen Temperaturkompensation verwendet.



**Bild 12**

- a Diode
- b Transistor
- B Basis
- C Collector
- E Emitter
- $I_F$  Flussstrom
- $U_F$  Flussspannung
- $U_{BE}$  Spannung zwischen Basis und Emitter



**Messprinzipien für berührungslose Temperaturmessung**

Zur berührungslosen Messung (Pyrometrie) der Temperatur eines Körpers wird die von ihm ausgehende Strahlung gemessen, die vorzugsweise im Infrarot(IR)-Bereich (Wellenlänge: 5...20 µm) liegt. Genau genommen wird das Produkt aus Strahlungsleistung und Emissionskoeffizient des Körpers gemessen. Letzterer ist materialabhängig, liegt jedoch für technisch interessante Stoffe (auch für Glas) meist nahe bei 1. Für spiegelnde oder IR-durchlässige Stoffe (z. B. Luft, Si) ist er jedoch  $\ll 1$ .

Die Messstelle wird auf ein strahlungsempfindliches Element abgebildet, das sich dadurch gegenüber seiner Umgebung etwas erwärmt (typisch 0,01...0,001 °C). Seine Temperatur ist ein Maß für die Tem-

peratur des Messobjekts. Einem bestimmten Temperaturunterschied des Objekts entspricht oft nur noch 1/1000 dieses Unterschieds am Messpunkt. Dennoch kann die Objekttemperatur oft bis auf 0,5 °C genau bestimmt werden.

**Bolometer**

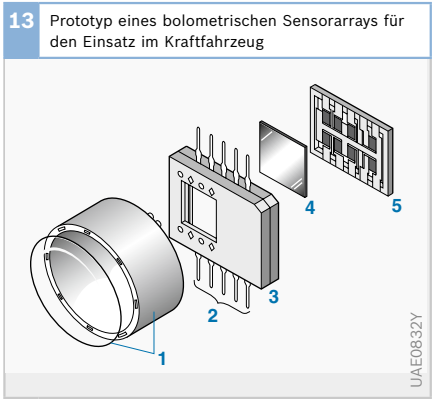
Ein hoch empfindlicher Widerstands-Temperatursensor zur Messung einer geringen Temperaturerhöhung wird „Bolometer“ genannt (**Bild 13**). Zur Messung der Sensorgehäusetemperatur wird zusätzlich noch ein weiterer Sensor benötigt. Für einen weiten Betriebstemperaturbereich ist jedoch ein extrem guter Gleichlauf dieser beiden Sensoren nötig. Deshalb wird das Sensorgehäuse meist thermostatisiert, so dass der primäre (gut gegen das Gehäuse isolierte) Messfühler immer bei gleicher Betriebstemperatur arbeitet.

**Thermopile-Sensor**

Der kleine, von der Strahlung des Messobjekts herrührende Temperaturunterschied lässt sich bei einem weitem Betriebstemperaturbereich zweckmäßiger mit Thermoelementen messen. Zur Erhöhung des Messeffekts sind viele von diesen hintereinandergeschaltet (Thermopile). Ein solcher Thermopile-Sensor (**Bild 14**) lässt sich mikromechanisch kostengünstig realisieren. Alle „heißen“ Punkte liegen auf einer thermisch gut isolierten, dünnen Membran, alle „kalten“ Punkte auf dem

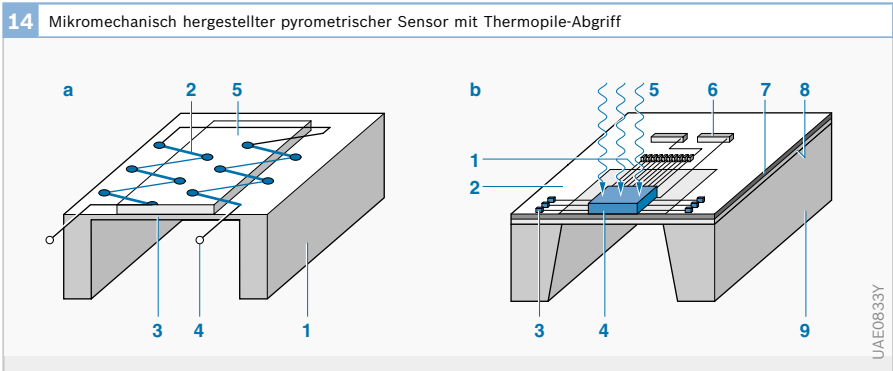
**Bild 13**

- 1 Linsengehäuse mit Linse
- 2 Anschlüsse
- 3 Infrarot-Detektorgehäuse
- 4 Infrarot-Fenster
- 5 Detektor



**Bild 14**

- a Prinzip der Messzelle
- 1 Si-Chip
- 2 hintereinandergeschaltete Thermoelemente (z. B. Al/Poly-Si)
- 3 SiN-Membran
- 4 Thermopile-Anschlüsse
- 5 Absorberschicht
- b Sensorausführung
- 1 Thermoelement
- 2 „kalter“ Kontakt
- 3 Membran
- 4 Absorber
- 5 Wärmestrahlung
- 6 elektrischer Anschluss
- 7 Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>-Schicht
- 8 SiO<sub>2</sub>-Schicht
- 9 Wärmesenke



dickeren Chiprand (Wärmesenke). Die Einstellzeit des Sensors beträgt typisch ca. 20 ms. Mit einem solchen „Single-Pixel-Sensor“ lässt sich im Auto z. B. sehr gut die Oberflächentemperatur der Frontscheibe bestimmen, um einen möglichen Beschlag bei Unterschreitung des Taupunkts zu vermeiden.

#### Einzelpunktsensoren, Bildsensoren

Werden mehrere Pixel auf einem Chip zu einem Array (z. B. 4 x 4) angeordnet, so ist damit bereits eine grobe Bilderfassung möglich (Bild 16). Zwischen den Pixeln darf jedoch nicht zu viel insensitive Fläche liegen und die Pixel müssen thermisch gut gegeneinander isoliert sein. Da alle Pixel elektrisch wahlfrei ansprechbar sind, hat der Chip eine hohe Anschlusszahl. Für ein TO5-Gehäuse muss z. B. der ASIC zur Vorverstärkung und Serialisierung des Signals direkt neben dem Sensor untergebracht werden. Im Fall von Thermopile-Sensoren enthält dieser ASIC zur Ermittlung der absoluten Temperatur der Pixel meist auch einen Referenz-Temperatursensor. Mit ihm lassen sich Objekttemperaturen mit einer Genauigkeit von ca.  $\pm 0,5$  K bestimmen.

Um eine Szene thermisch auf dem Sensorarray abzubilden, bedarf es einer IR-Abbildungsoptik. Der sehr kostengünstige gekrümmte Spiegel scheidet meist aus Platzgründen dafür aus. Linsen aus Glas sind für IR-Licht undurchlässig, und

Kunststofflinsen eignen sich nur für Betriebstemperaturen bis ca. 85 °C. Dagegen eignen sich Linsen aus Si sehr gut für Wärmestrahlung und sind kostengünstig mikromechanisch als Beugungs-(Fresnel)- oder Brechungslinse bis zu ca. 4 mm Durchmesser herstellbar. In den Deckel eines TO5-Gehäuses eingesetzt, bilden sie gleichzeitig einen Schutz des Sensors gegen direkte Beschädigung (Bild 15). Eine Füllung des Gehäuses mit Schutzgas begünstigt zwar etwas das Übersprechen zwischen den Pixeln, erniedrigt aber andererseits ihre Reaktionszeit.

16 Mikromechanisches Thermopile-Array

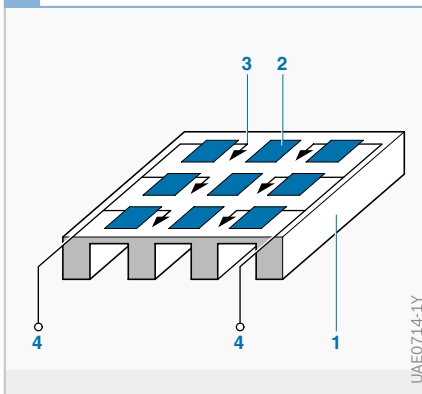


Bild 16

- 1 Si-Chip
- 2 Pixel
- 3, 4 Pixelanschlüsse

15 Thermische Bilderfassung

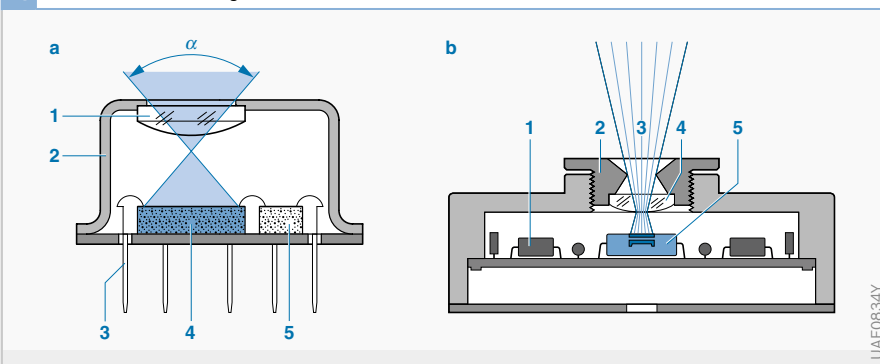


Bild 15

- a IR-Bildsensor
- 1 Si-IR-Linse
- 2 TO5-Gehäuse
- 3 Anschlussstifte
- 4 Sensorchip
- 5 Auswerte-ASIC
- $\alpha$  Sichtwinkel
- b Einfache IR-Kamera
- 1 Elektronik
- 2 Objektiv
- 3 Kamerablende
- 4 Si-IR-Linse
- 5 Sensorarray

## Optoelektronische Sensoren

### Der innere photoelektrische Effekt

Grundlage der optoelektronischen Sensorelemente ist der innere photoelektrische Effekt. Licht kann als ein Strom aus einzelnen Lichtquanten (Photonen) betrachtet werden. Die Energie  $E_{ph}$  eines Photons hängt nur von seiner Frequenz  $f$  (auch als  $\nu$  bezeichnet) bzw. seiner Wellenlänge  $\lambda$  ab:

$$(1) E_{ph} = h \cdot f = h \cdot c / \lambda$$

$h$  Planck'sches Wirkungsquantum

$c$  Lichtgeschwindigkeit

Treffen die Photonen auf Atome, so können sie bei ausreichender Energie aus deren äußerer Elektronenschale jeweils ein Elektron herauslösen. Die zum Auslösen erforderliche Energie entspricht dem Unterschied zwischen dem Energieniveau  $E_V$  des Valenzbandes des Atoms und dem Niveau  $E_L$  des Leitungsbandes, also der Bandlücke  $E_g$ .

$$(2) E_g = E_L - E_V$$

Zur Auslösung eines Elektrons muss also die Photonenergie  $E_{ph}$  größer sein als die Bandlücke  $E_g$ . In einem reinen Halbleiter werden durch Absorption von Lichtquanten Ladungsträgerpaare (Elektronen und Löcher) erzeugt. Die zu überwindende

Bandlücke beträgt z. B. von Si bei Raumtemperatur  $E_g = 1,12$  eV. Ohne besondere Maßnahmen rekombinieren die entstandenen Ladungsträgerpaare schon wieder nach kurzer Zeit. Die dabei entstehende Strahlung liegt bei Si jedoch nicht im sichtbaren Bereich.

Bei hochdotierten Halbleitern kommt zu dem bisher genannten intrinsischen Photoeffekt noch der Störstellen-Photoeffekt hinzu. Da bei solchen extrinsischen Sensoren die zu überwindende Energie-lücke wesentlich geringer ist, eignen sich diese auch für Strahlung größerer Wellenlänge (IR-Bereich).

Für Energien  $E_{ph} < E_g$  findet keine Auslösung mehr statt. Gemäß Gl.(1) entspricht dies bei Si einer Grenzwellenlänge von  $\lambda_g = 1,1 \mu\text{m}$  (nahes IR). Licht mit größeren Wellenlängen bzw. niedrigerer Frequenz wird nicht mehr absorbiert; Si wird hier transparent.

### Lichtempfindliche Sensorelemente

#### Photowiderstände

Durch einfallendes Licht werden in einem als Widerstand ausgebildeten Sensor (LDR, Light Dependent Resistor) Ladungsträgerpaare gebildet, die den Leitwert  $G$  erhöhen. Diese rekombinieren zwar wieder nach kurzer Zeit (ms-Bereich); aber dennoch nimmt im stationären Gleichgewicht die Ladungsträgerkonzentration mit der Beleuchtungsstärke  $E$  zu, und zwar etwa nach folgendem Gesetz:

$$(3) G = \text{const} \cdot E^\gamma \quad \text{mit } \gamma = 0,7 \dots 1$$

Als lichtempfindliches Material dienen meist Kadmiumsulfid  $\text{CdS}$  ( $E_g = 1,8$  eV;  $\lambda_g = 0,7 \mu\text{m}$ ) und Kadmiumselenid  $\text{CdSe}$  ( $E_g = 1,5$  eV;  $\lambda_g = 0,8 \mu\text{m}$ ) auf Keramikträger.

#### Halbleiter-pn-Übergänge

Zwischen Photoelement, Photodiode und Phototransistor besteht kein prinzipieller Unterschied. Sie nutzen alle den Photostrom bzw. die Leerlaufspannung bei beleuchteten pn-Halbleiterkontakten als Messeffekt. Die genannten Elemente un-

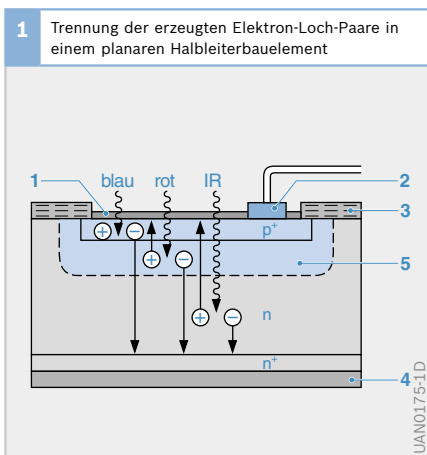


Bild 1

- 1 Optische Vergütung
- 2 Kontakt
- 3  $\text{SiO}_2$
- 4 Metallkontakt
- 5 Raumladungszone

UAN0175-1D

terscheiden sich jedoch in ihrer Betriebsweise.

Ladungsträger, die durch den inneren Photoeffekt in der Sperrschicht eines pn-Halbleiterkontaktes erzeugt werden (**Bild 1**), erfahren dort unmittelbar durch das in der dortigen Raumladungszone mit geringer Ladungsträgerkonzentration herrschende elektrische Feld eine Beschleunigung, wodurch die Ladungsträger unmittelbar nach ihrem Entstehen getrennt werden (Driftstrom). Dadurch wird ihre Rekombination praktisch verhindert und die Photoempfindlichkeit erheblich gesteigert.

### Photoelemente

Photoelemente werden ohne äußere Vorspannung betrieben und können sowohl im Leerlauf (photovoltaischer Effekt) als auch im Kurzschluss betrieben werden. Sie haben demzufolge ein geringes Eigenrauschen und damit ein hohes Nachweisvermögen.

Die für diese Betriebsarten gültigen Kennlinien (**Bild 2**) sind leicht aus der für eine mit der Spannung  $U$  in Durchlassrichtung gepolte Diode mit dem thermisch bedingten Sperrsättigungsstrom  $I_S$  und dem auch in Sperrrichtung fließenden Photostrom  $I_{ph}$  als Sonderfälle herzuleiten:

(4)  $I = I_S \cdot \exp(e \cdot U / k \cdot T) - I_S - I_{ph}$  mit

$e$  Elementarladung,  
 $k$  Boltzmannkonstante,  
 $T$  absolute Temperatur.

Sonderfälle:

(5)  $U = 0$  (Kurzschluss)

$$\rightarrow I = I_K = -I_{ph}$$

(6)  $I = 0$  (Leerlauf)

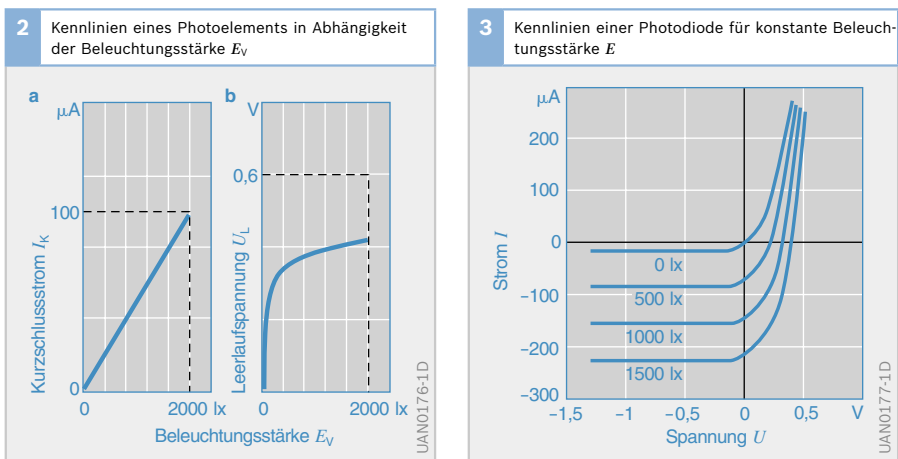
$$\rightarrow U = U_L = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_S} + 1 \right)$$

Photoelemente werden meist mit sehr großer bestrahlungsempfindlicher Fläche ausgelegt und liefern demgemäß auch relativ große Photoströme (z. B.  $I_{ph} = 250 \mu A$  bei  $E = 1000 \text{ lx}$ ). Ihre Zeitkonstante ist verhältnismäßig hoch und liegt typisch bei ca. 20 ms.

### Photodioden, Phototransistoren

Photodioden werden mit konstanter Vorspannung  $U_S$  in Sperrrichtung betrieben, wobei der als Sperrstrom fließende Photostrom linear von der Beleuchtungsstärke  $E$  abhängt (**Bild 3**). Durch die angelegte Sperrspannung vergrößert sich die Raumladungszone. Dadurch verringert sich die Sperrschichtkapazität, sodass die Grenzfrequenz einer solchen Photodiode typisch bei einigen MHz liegt.

Bei dem in **Bild 4a** dargestellten Phototransistor (npn-Typ) wirkt die in Sperr-



**Bild 2**

- a Kurzschlussstrom  $I_K$   
 b Leerlaufspannung  $U_L$

richtung gepolte Kollektor-Basis-Diode als Photodiode. So liefert der Kollektor, wie bei jedem Transistor, einen um den Stromverstärkungsfaktor  $B$  ( $\approx 100 \dots 500$ ) höheren Photostrom (entspricht Basisstrom). Die höhere Empfindlichkeit wird allerdings mit einer etwas schlechteren Frequenzdynamik und etwas schlechterem Temperaturverhalten erkauft.

Anwendungen

Obwohl optoelektronische Sensoren sehr kostengünstig sind, haben sie wegen des ihnen meist eigenen Verschmutzungsproblems und der damit verbundenen Störungen in das Kfz erst relativ spät Eingang gefunden. Bei Regen- und Schmutzsensor sorgt das System, in das sie integriert sind, selbst für eine regelmäßige Reinigung der optisch sensitiven Flächen.

Bildsensoren

Während die Ausgangssignale der zuvor beschriebenen Sensorstrukturen dem Mo-

mentanwert des Lichtstroms bzw. der Beleuchtungsstärke entsprechen, haben die beiden folgenden Strukturen integrierenden Charakter. Ihr Signal entspricht der Gesamtzahl von Photonen, die während der Belichtungszeit in den Sensor eingedrungen sind. Solche Sensoren werden vor allem zur Herstellung von linien- oder flächenförmigen Sensorarrays nach dem CCD-Prinzip benötigt.

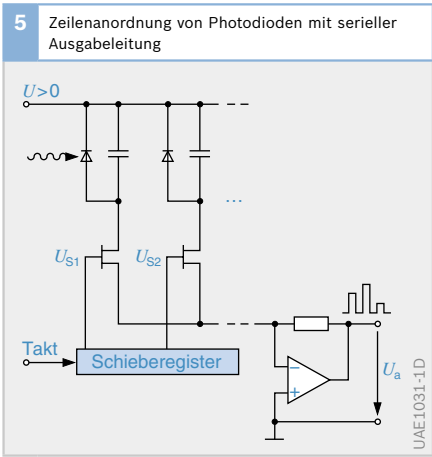
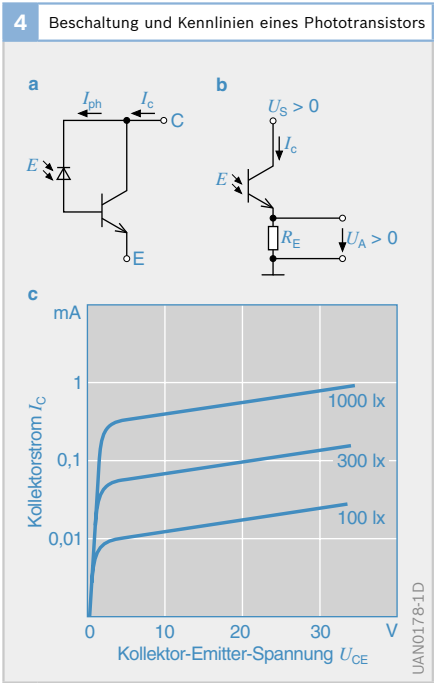
Integrierende Photodioden

Bei diesen pn-Photodioden ist wegen einer aufgedampften Blende nur ein kleiner Teil des pn-Übergangs strahlungsempfindlich. Die photoelektrisch erzeugten Ladungen verteilen sich jedoch auf das gesamte Raumladungsgebiet und werden dort gespeichert (MOS-Kondensator). Durch Schließen eines MOSFET-Schalters können sie auf eine gemeinsam genutzte Signalleitung (Videoausgang) abfließen. Der Schalter wird von einem Taktgeber über ein Schieberegister gesteuert (Bild 5). Die seriell über die Videoleitung fließenden Ladungen sind ein Maß für die Strahlungsdosis der jeweils angesteuerten Photodioden (Pixel).

MOS-Kondensatoren

Wird an die Metallelektrode eines MOS-Elements (Bild 6) eine positive Spannung

**Bild 4**  
a Ersatzschaltbild  
b Phototransistor in Emitterschaltung  
c Kennlinien für konstante Beleuchtungsstärke



angelegt, entsteht unterhalb der isolierenden Oxidschicht eine Raumladungszone aus ortsfesten positiven Ladungen. Bei Lichteinfall durch die durchsichtige, isolierte Elektrode (Vorderseitenbelichtung) oder durch das Substrat hindurch (Rückseitenbelichtung) sammeln sich die photoelektrisch erzeugten Elektronen in diesem Bereich, ohne rekombinieren oder abfließen zu können.

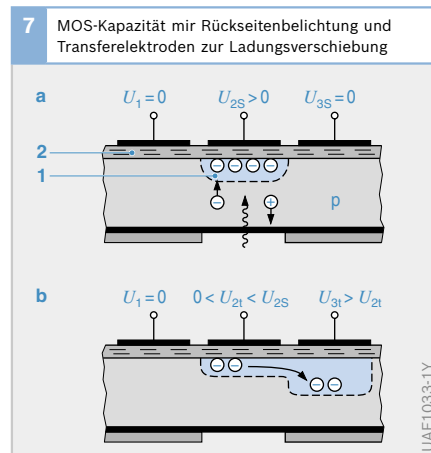
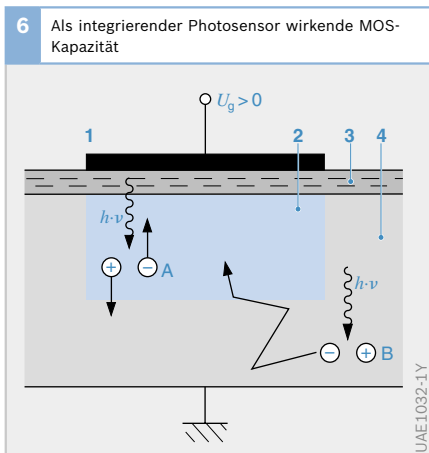
Um nach Belichtung die Messladung lateral verschieben zu können, werden gemäß **Bild 7** weitere Elektroden neben der belichtbaren Zone bzw. der Sammelelektrode angebracht, die während der Integrationsphase auf Nullpotential liegen. Hebt man danach das Potential einer seitlichen (Transfer-)Elektrode bei gleichzeitiger Absenkung des Sammelelektrodenpotentials auf einen positiven Wert an, so kann die Ladung in ein benachbartes MOS-Element verschoben werden, das durch eine Blende gegen Lichteinfall abgeschirmt ist.

Dieses Prinzip des Ladungstransports ist die Grundlage der Charge-Coupled Devices (CCD). Nach diesem Prinzip lassen sich analoge Ladungen über viele Stationen hinweg ohne große Verluste verschieben bzw. transportieren, bis sie schließlich am Ende der Transportkette z. B. mittels eines Ladungsverstärkers in ein Spannungs-

signal umgewandelt werden, das einem schnellen AD-Wandler zugeführt werden kann.

Diese Methode der Ladungsverschiebung, die sich auch als eine Art analoges Schieberegister betrachten lässt, ermöglicht den einfachen Aufbau von langen zeilenförmigen Vielfachstrukturen oder aber auch matrixförmigen Strukturen, die man als Bildsensoren (engl.: Imager) bezeichnet. Ein einzelnes Element dieser Strukturen wird auch als Pixel (engl.: picture element; deutsch: Bildpunkt) bezeichnet. Die nach heutigem Stand maximal mögliche Pixelzahl von Zeilensensoren liegt bei etwa 6000, die von Matrixsensoren bei etwa 2000 x 2000, also ca. 4 Millionen. Für anspruchsvollere Kfz-technische Anwendungen wäre bei den Bildsensoren allerdings sogar eine 4fach höhere Pixelzahl, also eine Auflösung von 4000 x 4000 Bildpunkten wünschenswert.

Die Größe der Bildpunkte, die ihr Licht aus einer üblichen Abbildungsoptik erhalten, liegt heute typisch im Bereich 5...20  $\mu\text{m}$  Kantenlänge. Die Chipfläche des Sensors liegt damit im Bereich von ca. 1  $\text{cm}^2$ . Will man zur Steigerung der Auflösung oder auch zur Senkung der Chipkosten die einzelnen Pixel weiter verkleinern, ist zu bedenken, dass sich damit auch die Anzahl der pro Pixel ein-



**Bild 6**

- 1 Elektrode
- 2 Raumladungszone
- 3  $\text{SiO}_2$
- 4 p-Silizium

**Bild 7**

- a Sammlung von Ladungsträgern durch Lichteinfall
- b Verschieben der Ladungsträger

- 1 Raumladungszone
- 2  $\text{SiO}_2$

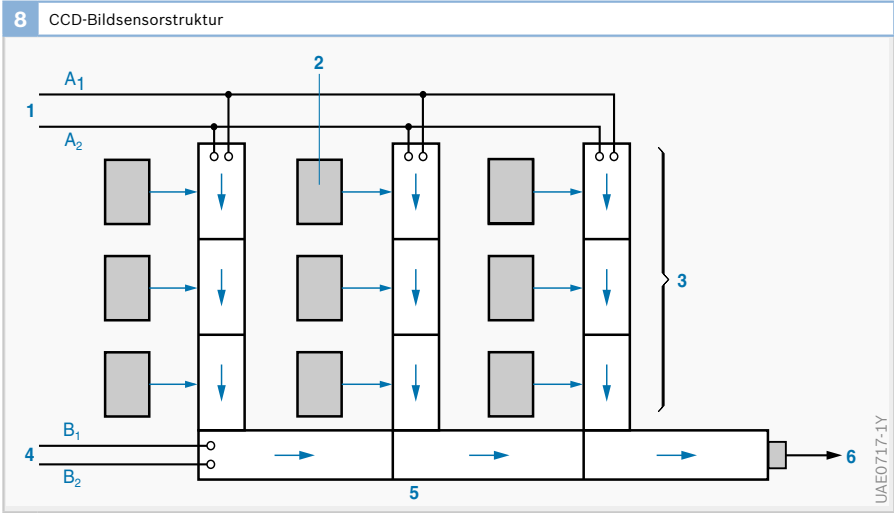
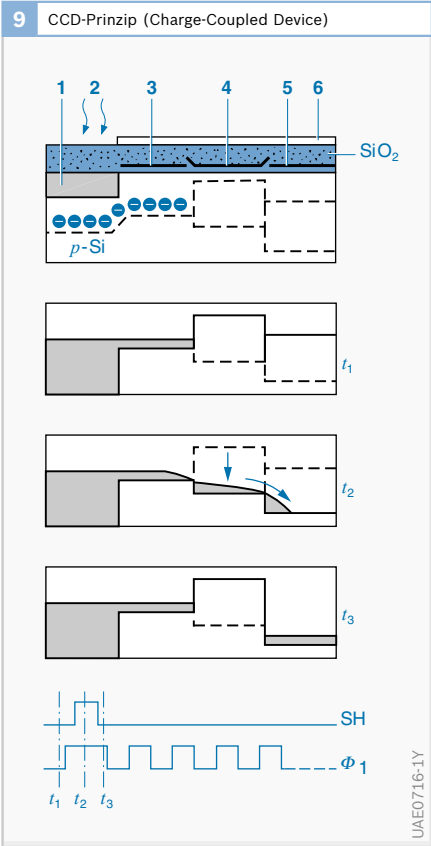
fallenden Photonen verringert. Der sinnvollen Verkleinerung sind somit durch die unvermeidbaren Rauschvorgänge Grenzen gesetzt. Die erhöhte Pixelauflösung wird dann evtl. wieder durch einen erhöhten Rauschpegel zunichte gemacht.

Auch ist die von den einzelnen, integrierend wirkenden Zellen aufnehmbare Ladung begrenzt. Wird diese Grenze überschritten, kann die Ladung in benachbarte Zellen „überschwapen“. Dies wird auch als „Blooming-Effekt“ bezeichnet, der die Helldunkel-Dynamik der CCD-Technik prinzipiell begrenzt. Auch mit zusätzlichen Antiblooming-Schutzmaßnahmen kann diese Dynamik ohne zusätzliche Hilfsmittel wie variable Blende und Belichtungszeit kaum über einen Wert von ca. 50 dB hinaus gesteigert werden.

CCD-Bildsensoren

**Bild 9** zeigt schematisch, wie durch eine transparente (nicht dargestellte) Elektrode einfallendes Licht photoelektrisch Ladungen erzeugt werden. Diese werden dann zunächst aus der belichtbaren Zone mittels Transferelektroden und zeitlich geeignet getakteten Steuersignalen seitlich in eine Spaltenstruktur verschoben. Gemäß **Bild 8** werden die Ladungen sämtlicher

- Bild 9**
- 1 Photodiode
  - 2 Licht
  - 3 Speicherelektrode
  - 4 Shift-Gate
  - 5 Transferelektrode
  - 6 optische Abdeckung



- Bild 8**
- 1 Spaltentakt A1/A2
  - 2 Photosensoren
  - 3 CCD-Array
  - 4 Zeilentakt B1/B2
  - 5 Ausgangsregister
  - 6 Videoausgang





weitem Bereich nahezu ideal logarithmisch vom durchfließenden Drainstrom (= Photostrom) ab. Die beiden übrigen Transistoren M2 und M3 dienen der Auskopplung des Signals, das über einen Multiplexer einem schnellen 10-bit-AD-Wandler zugeführt wird.

### Anwendungen

Bildgebende optoelektronische Sensoren sind dabei, im Bereich des sichtbaren oder auch des infraroten Lichts Einzug in das Fahrzeug zu halten. Sie können dort der Innenraumbesichtigung dienen, sind aber vor allem zur Umfeldbeobachtung auch nach außen gerichtet.

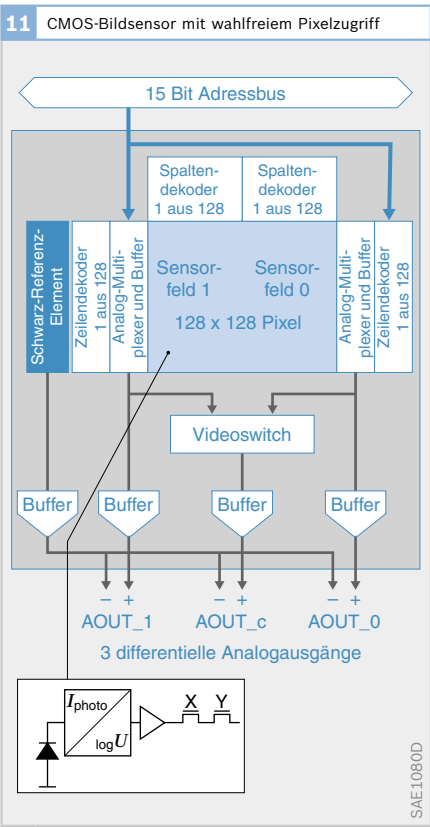
Mit den Bildsensoren wird versucht, die überlegene Fähigkeit des menschlichen Auges und der damit verbundenen

mentalischen Erkennung (vorerst noch in recht bescheidenem Maße) nachzubilden. Sie sind in der industriellen Messtechnik – insbesondere auch bei Handhabungsautomaten (Robotern) – bereits längst in großem Umfang eingeführt. Die Kosten der Bildsensoren und der zur Interpretation einer Szene erforderlichen, sehr leistungsstarken Prozessoren (DSP) sind bereits in den für Kfz-Anwendungen interessanten Bereich gekommen.

Gängige Bildsensoren sind im Gegensatz zum menschlichen Auge auch im nahen IR-Bereich (Wellenlänge ca. 1 µm) empfindlich. Mit einer entsprechenden, nicht sichtbaren IR-Ausleuchtung ist damit ohne weiteres für alle im Auto denkbaren Anwendungen auch ein Nachtbetrieb möglich. Für Anwendungen im Bereich des sichtbaren Lichts wird den Bildsensoren meist ein IR-Filter vorgeschaltet, um Farbverfälschungen und Unschärfen zu vermeiden.

Bildsensoren könnten in Zukunft einen vielfältigen Einsatz für die Beobachtung des Kfz-Innenraums (Sitzposition, Vorverlagerung bei Crash, Anwesenheit und Größe der Insassen usw.) und der Fahrzeugumgebung (Spurführung, Kollisionsvermeidung, Einpark- und Rückfahrlhilfe, Verkehrszeichenerkennung usw.) finden. Bereits in Serie ist ein Nachtsichtgerät (Night Vision), das die mit IR-Scheinwerfern ausgeleuchtete und mit einer IR-fähigen Kamera aufgenommene Fahrbahnszene auf einem Bildschirm wiedergibt. Damit wird bei schlechten Sichtbedingungen (Dunkelheit, Nebel usw.) zusätzliche Fahrsicherheit geboten.

**Bild 11**  
Pixelprozessoren an jedem Bildpunkt der aktiven Pixelmatrix sorgen für eine logarithmische Signalkompression. Das Auslesen ist wahlfrei und nicht signalzerstörend, die Übertragung ist verlustfrei.



▶ Miniaturen

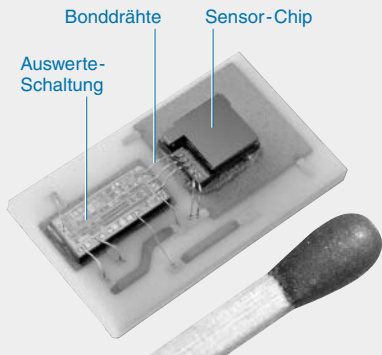
Die Mikromechanik macht es möglich, Sensorfunktionen auf kleinstem Raum auszuführen. Die typischen mechanischen Dimensionen bewegen sich bis in den Bereich von Mikrometern. Speziell Silizium mit seinen besonderen Eigenschaften hat sich dabei als geeignetes Material zum Herstellen der sehr kleinen, oft filigranen mechanischen Strukturen herausgestellt. Seine Elastizität, kombiniert mit seinen elektrischen Eigenschaften, ist nahezu ideal für die Herstellung von Sensoren. Mit abgewandelten Prozessen der Halbleitertechnik können mechanische und

elektronische Funktionen der Sensoren auf einem Chip oder auf andere Weise integriert werden.

1994 ging ein Ansaugdrucksensor zur Last-erfassung im Kfz als erstes Produkt mit einer mikromechanischen Messzelle von Bosch in Serie. Neuere Beispiele für die Miniaturisierung sind mikromechanische Beschleunigungs- und Drehratesensoren in Fahrsicherheitssystemen für den Insassenschutz und die Fahrdynamikregelung. Die untenstehenden Abbildungen veranschaulichen sehr gut die minimalen Größenverhältnisse.

▼ Mikromechanischer Beschleunigungssensor

Schaltung



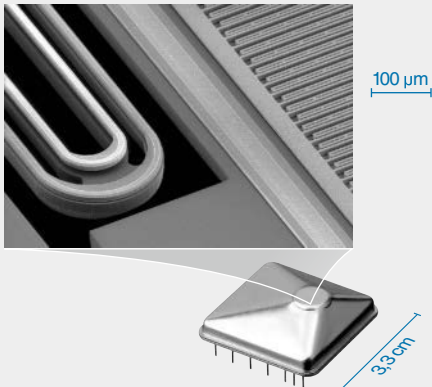
Kammstruktur im Vergleich zu einem Insekt



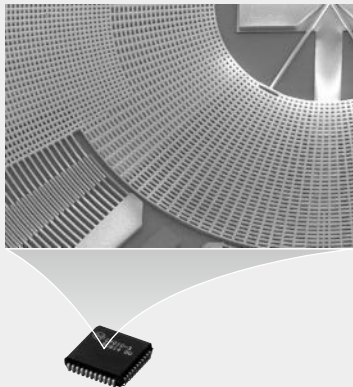
UAE0787D

▼ Mikromechanische Drehratesensoren

DRS-MM1 Fahrdynamikregelung



DRS-MM2 Überrollsensierung, Navigation



UAE0788D

Sensoren im Kraftfahrzeug

Reif, K. (Hrsg.)

2016, IX, 208 S. 190 Abb. in Farbe., Softcover

ISBN: 978-3-658-11210-3