

Sensorik

Die Sensorik beschäftigt sich mit der Anwendung von Sensoren zur Messung und Kontrolle von Veränderungen von physikalischen, biologischen oder technischen Systemen.

Die technische Sensorik ist ein durchaus weitläufiges Themengebiet, es bezieht z. B. auch Labor- und Industrie-Messsysteme zur Automatisierung mit ein. Hier werden wir uns aber auf die **Sensor-elemente der elektrischen Messtechnik und deren Auswertung** beschränken.

Gemeinsam ist der technischen Sensorik, dass sie technische Produkte behandelt, die in der Regel **nichtelektrische Messgrößen** in elektrische Signale wandeln.

In vielen Fällen kommen dabei die sogenannten Einheitssignale (z. B. $0...20mA$, $0...10V$, usw.), oder in letzter Zeit immer häufiger Feldbusse zur Anwendung, wodurch der Sensor mit dem übergeordneten Mess- oder Regelsystem direkt digital kommuniziert (z. B.: *Ethernet, CAN, HART,....*).

1 Messprinzip

Beim Messen nichtelektrischer Größen wird die gemessene Größe im Messwertaufnehmer ("Sensor") auf ein elektrisches Signal abgebildet.

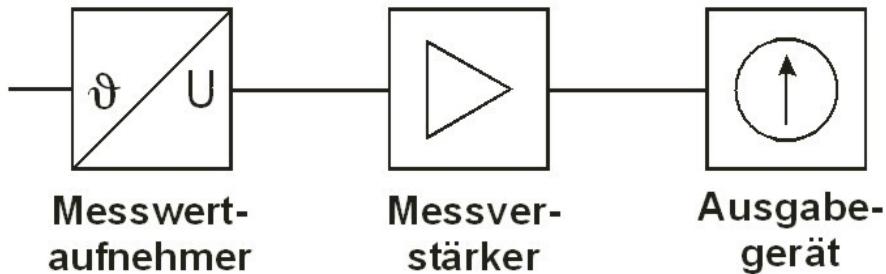


Abbildung 1: Messprinzip

Aktive Aufnehmer erzeugen aufgrund des Messprinzips ein elektrisches Signal, z. B. elektrodynamisch oder piezoelektrisch.

Dabei wird zunächst keine elektrische **Hilfsenergie** benötigt. (z. B.: Piezoelement, Photoelement, ...)

Passive Aufnehmer enthalten passive Bauteile, deren Parameter durch die Messgröße verändert werden.

Durch eine Primärelektronik werden diese Parameter in elektrische Signale umgeformt. Dabei wird eine von außen zugeführte **Hilfsenergie benötigt** (z. B.: R , L , C , usw.).

Über einen geeigneten **Messverstärker** wird das elektrische Signal so verstärkt, dass auf dem **Ausgabegerät** eine leicht abzulesende Messgröße erscheint.

2 Messbrücken und Messverstärker

Viele Sensoren stellen als elektrische Größe einen ohmschen Widerstand zur Verfügung. Die zu messende physikalischen Größe kann z. B.: Temperatur, Länge, Druck, Licht, Magnetfeld, ... sein.

Da die Empfindlichkeit in vielen Fällen sehr gering ist oder eine hohe Auflösung gefordert wird, wird zur Messung auf **Brückenschaltungen** zurückgegriffen. Je nach Anzahl (1-4) und Verhalten (gegen- bzw. gleichläufig) der Sensoren kommen **Viertel-, Halb- oder Vollbrücken** in entsprechender Konfiguration zum Einsatz (vgl. Abb. 3, Seite 2).

Zum Verstärken der Brückendifferenzspannung eignet sich am besten der **Instrumentierungsverstärker** (vulgo Instrumentenverstärker, Elektrometersubtrahierer, Abb. 2), weil er die Brücke praktisch nicht belastet und damit das Messergebnis nicht verfälscht.

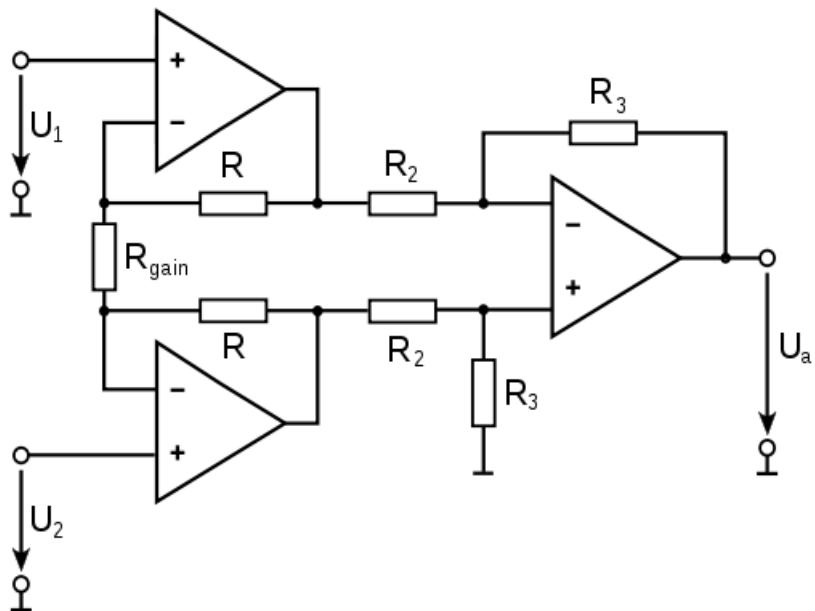


Abbildung 2: Instrumentierungsverstärker

Andere in der Sensorik verbreitete Messverstärkerverfahren:

- 1 **Lock-in-Verstärker** (auch phasenempfindlicher Gleichrichter oder Trägerfrequenzverstärker) ist ein Verstärker zur **Messung eines schwachen elektrischen Wechselsignals**, das mit einem in Frequenz f_{Ref} und Phase bekannten Referenzsignal moduliert ist. Das Gerät stellt einen **extrem schmalbandigen Bandpassfilter** dar und verbessert dadurch das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR). Der Vorteil liegt darin, dass Gleichspannungen, Wechselspannungen anderer Frequenz und Rauschen effizient gefiltert werden.
- 2 **Chopperverstärker** (Zerhackerverstärker) zur Verstärkung extrem kleiner Gleichspannungen. Es wird die Eingangsspannung beispielsweise mit einer Frequenz $f = 10\text{kHz}$ „zerhackt“. Das entspricht der **Amplitudenmodulation** eines **10kHz-Trägers** mit der Messspannung. Die Fourieranalyse des Signals zeigt, dass die Eingangsspannung in den Seitenbändern des Trägers ent-

2 - Messbrücken und Messverstärker

halten ist. Nur das obere Seitenband wird nachfolgend verstärkt, dort ist das $1/f$ -Rauschen erheblich geringer als im Basisbandbereich (z. B: 0 - 100Hz.) Nach der anschließenden Demodulation erscheint nur dieser geringe Rauschanteil im Ausgangssignal.

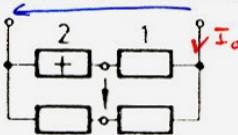
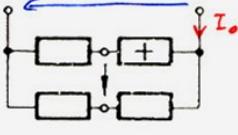
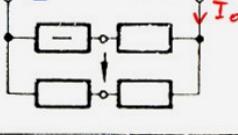
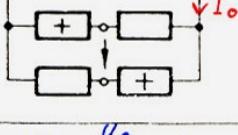
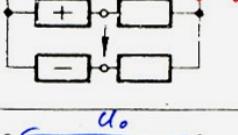
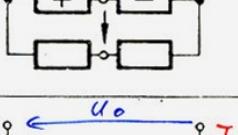
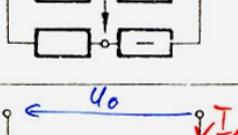
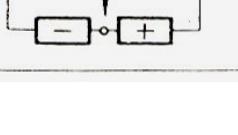
	U_o - gespeist	I_o - gespeist		
a		$U_d \approx + \frac{U_o}{4} \frac{\Delta R}{R_o}$	$U_d \approx \frac{I_o}{4} \Delta R$	Vierteibrücke
b		$U_d \approx - \frac{U_o}{4} \frac{\Delta R}{R_o}$	$U_d \approx - \frac{I_o}{4} \Delta R$	
c		$U_d \approx - \frac{U_o}{4} \frac{\Delta R}{R_o}$	$U_d \approx - \frac{I_o}{4} \Delta R$	
d		$U_d \approx \frac{U_o}{2} \frac{\Delta R}{R_o}$	$U_d = \frac{I_o}{2} \Delta R$	
e		$U_d \approx \frac{U_o}{2} \frac{\Delta R}{R_o}$	$U_d = \frac{I_o}{2} \Delta R$	Halbbrücke
f		$U_d = \frac{U_o}{2} \frac{\Delta R}{R_o}$	$U_d = \frac{I_o}{2} \Delta R$	
g		$U_d \approx - \frac{U_o}{4} \left(\frac{\Delta R}{R_o} \right)^2$	$U_d = - \frac{I_o}{4} \frac{\Delta R}{R_o} \Delta R$	
h		$U_d = U_o \frac{\Delta R}{R_o}$	$U_d = I_o \Delta R$	Vollbrücke

Abbildung 3: Diagonalspannung U_d für verschiedene Brückenanordnungen. Die nicht bezeichneten Widerstände haben den Wert R_o , die mit "+" gekennzeichneten $R_o + \Delta R$, die mit "-" gekennzeichneten den Wert $R_o - \Delta R$

3 Sensorelemente

Nachfolgend eine unvollständige Zusammenstellung und Beschreibung von Messwertaufnehmern geordnet nach der zu erfassenden Messgröße.

3.1 Magnetfeld

Ein Magnetometer (Teslameter, Gaußmeter) ist eine sensorische Einrichtung zur Messung magnetischer Flussdichten. Übliche Messbereiche von Magnetometern bewegen sich in einem Größenbereich von ca. 10^{-15} - $10T$. Wegen des großen Wertebereiches kommen unterschiedliche Messverfahren unter dem Begriff „Magnetometer“ zum Einsatz.

3.1.1 Feldplatte

Feldplatten bestehen aus Indiumantimonid (InSb), das eine hohe Elektronenbeweglichkeit besitzt. Während der Herstellung werden in das Material Kurzschlussbrücken aus Nickelantimonid (NiSb) eingebracht.

NiSb hat eine wesentlich höhere Leitfähigkeit als InSb und dient dazu, die Elektronen homogen zu verteilen bevor sie in den nächsten Plattenabschnitt gelangen. Sie würden sich sonst auf einer Seite anlagern. Die Kristallstruktur zeigt parallel ausgerichtete Nadeln die den Strom bei Einwirkung des Magnetfeldes aufnehmen.

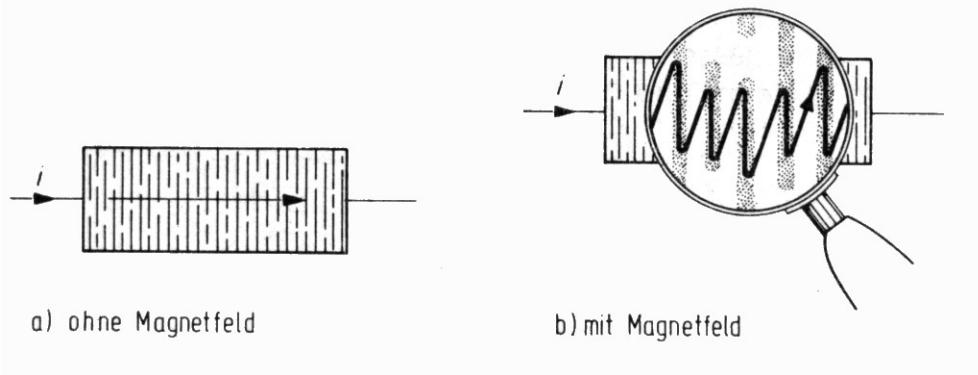


Abbildung 4: Feldplatte (MDR)

Wenn an der Feldplatte kein Magnetfeld wirkt, so liegt ein definierter Grundwiderstand vor, die Elektronen durchqueren die Platte bei angelegter Spannung entsprechend geradlinig. Wirkt nun von außen ein Magnetfeld ein, so werden die Elektronen abgelenkt und es kommt zu einer Wegverlängerung und damit zu einer Widerstandserhöhung.

Diese Erhöhung kann als Signal genutzt werden um z. B. die Stärke des Magnetfeldes zu bestimmen, als **Näherungsschalter** oder – mit Polrad – als **Drehzahlmesser**.

3 - Sensorelemente

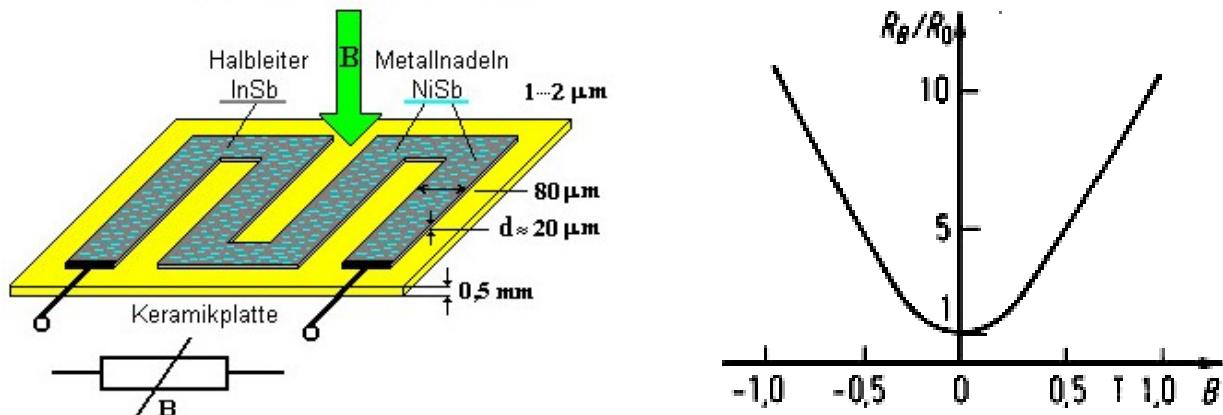


Abbildung 5: Querfeldsonde (links) - Kennlinie MDR (rechts)

Die Abhängigkeit des Widerstandes vom Magnetfeld ist in etwa quadratisch und unabhängig von der Feldrichtung. Die Feldrichtung kann daher mit der Feldplatte nur durch Vormagnetisierung mittels bekanntem Magnetfeld erfasst werden.

Feldplatten werden zunehmend durch **AMR**- oder **GMR-Sensoren** ersetzt, da diese vor allem höhere Betriebstemperaturen und bessere Linearität aufweisen. Feldplatten sind daher kaum noch serienmäßig erhältlich und in den meisten Bauformen obsolet.

3.1.2 GMR-Sensoren

Der GMR-Effekt (engl.: giant-magneto-resistance) oder Riesenmagnetwiderstand wird in Strukturen beobachtet, die aus sich abwechselnden magnetischen und nicht-magnetischen dünnen Schichten mit einigen Nanometern Schichtdicke bestehen.

Der Effekt bewirkt, dass der elektrische Widerstand der Struktur von der gegenseitigen Orientierung der Magnetisierung der magnetischen Schichten abhängt, und zwar ist er bei Magnetisierung in entgegengesetzte Richtungen deutlich höher als bei Magnetisierung in die gleiche Richtung.

Beim GMR-Effekt handelt es sich um einen **quantenmechanischen Effekt**, der durch die Spinabhängigkeit der Streuung von Elektronen an Grenzflächen (daher nur in dünnen Schichten beobachtbar) erklärt werden kann.

In geeigneten Strukturen bewirkt der GMR-Effekt bei Variationen des äußeren Magnetfeldes große Änderungen des elektrischen Widerstandes der Struktur.

Bereits 1997 wurde die erste kommerziell erhältliche **Computerfestplatte** mit einer damals völlig neuen Generation von **GMR-Leseköpfen** auf den Markt gebracht. In weitere Folge bewirkte diese Technologie die Explosion der Festplattenkapazitäten Ende der neunziger Jahre des vorigen Jahrhunderts, da damit die Aufzeichnungsdichten erheblich gesteigert werden konnten. **Weitere An-**

3 - Sensorelemente

wendungen sind **Magnetfeldsensoren in Automobilen**, die Nutzung des Effekts in nichtflüchtigen Speichern (**MRAM**) hat noch keine Marktreife erreicht.

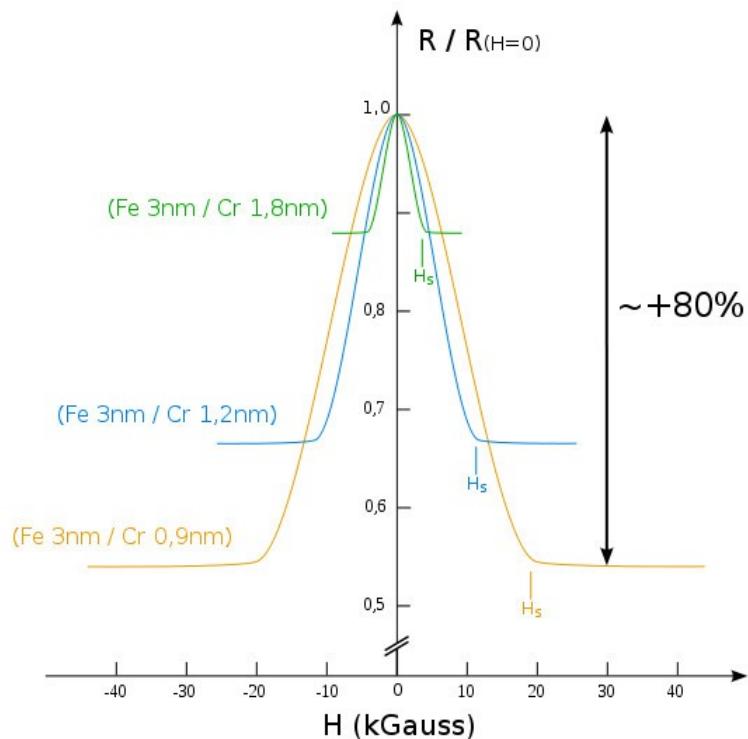


Abbildung 6: Ergebnisse von Fert et al. (1988) die zur Entdeckung des GMR-Effektes führten

3.1.3 Hall-Sonde

Eine Hall-Sonde enthält ein senkrecht von einem Magnetfeld durchsetztes Blättchen, dessen Dicke d klein gegenüber seiner Länge l und Breite b ist. Bei einem Strom I in Längsrichtung des Plättchens kann zwischen den breitseitigen Stirnflächen aufgrund des sogenannten Hall-Effekts eine Spannung (Hall-Spannung) abgegriffen werden.

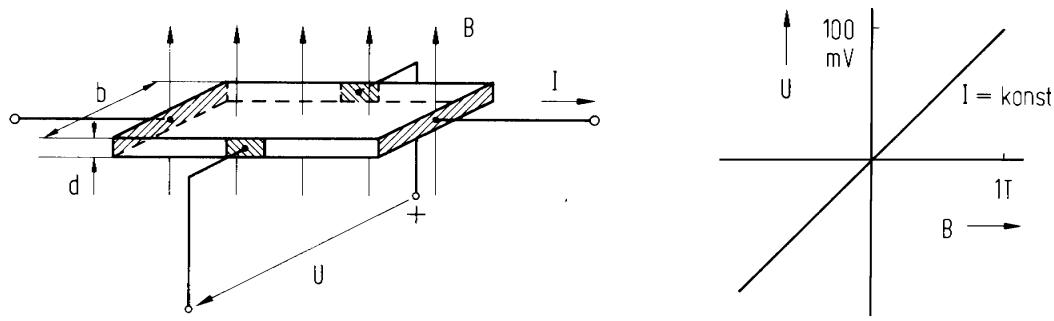


Abbildung 7: Hall-Sensor

3 - Sensorelemente

Auf die **bewegten Ladungsträger** wirkt aufgrund des **Magnetfeldes** eine Kraft (**Lorentzkraft**). Die Kraft steht normal auf die Ebene welche durch die Vektoren Geschwindigkeit \vec{v} und Induktion \vec{B} aufgespannt wird (q = Elementarladung):

$$\vec{F}_m = q \cdot \vec{v} \times \vec{B} \quad (1)$$

Durch die dadurch entstandene **Ablenkung der Ladungsträger** ergibt sich ein **elektrisches Feld**, dessen Feldstärke im Gleichgewicht mit der Ablenkung steht.

$$\vec{F}_e = q \cdot \vec{E} = \vec{F}_m \Rightarrow U = |\vec{E}| \cdot b = b \cdot |\vec{v}| \cdot |\vec{B}| \quad (2) \text{ (Hall-Spannung)}$$

Die **Stromdichte** im Leiter lässt sich allgemein ausdrücken durch

$$\vec{j} = n \cdot q \cdot |\vec{v}| = \frac{I}{b \cdot d} \quad (3) \quad (n = \text{Ladungsträgerdichte})$$

Damit kann die **Driftgeschwindigkeit** der Ladungsträger bestimmt werden:

$$|\vec{v}| = \frac{I}{b \cdot d \cdot n \cdot q} \quad (4)$$

Eingesetzt in (2) ergibt sich für die **Hall-Spannung**

$$U = \frac{I \cdot |\vec{B}|}{q \cdot d \cdot n} =: R_h \cdot \frac{I \cdot |\vec{B}|}{d} \quad (5)$$

mit der **materialspezifischen Hallkonstante** R_h .

Die erzeugte Spannung ist demnach dem Magnetfeld und dem Steuerstrom proportional. Weiters ist die Spannung von der Richtung des Magnetfeldes abhängig.

Beide Tatsachen (Richtungsabhängigkeit und Linearität) begünstigen den Einsatz zur Messung von Magnetfeldern. Die magnetische Induktion wird somit durch die proportionale Hall-Spannung erfasst. Als Materialien werden wieder **Verbindungshalbleiter** verwendet (InSb, InAs, GaAs).

Neben der direkten Messung von Magnetfeldern ist die berührungslose Messung von Strömen ein wichtiges Anwendungsbereich.

Es wird dabei das vom zu messenden Strom erzeugte Magnetfeld in einem Ringkern geführt und durch die Hall-Sonde erfasst. Dieses Magnetfeld ist **unterhalb der Sättigung des Kernmaterials** proportional zum Messstrom. Die Hall-Spannung ist wiederum proportional zur Induktion des erzeugten Magnetfeldes. Der Zusammenhang zwischen Messstrom und Hall-Spannung ist demnach linear.

Es können sowohl Gleich- als auch Wechselströme gemessen werden.

3 - Sensorelemente

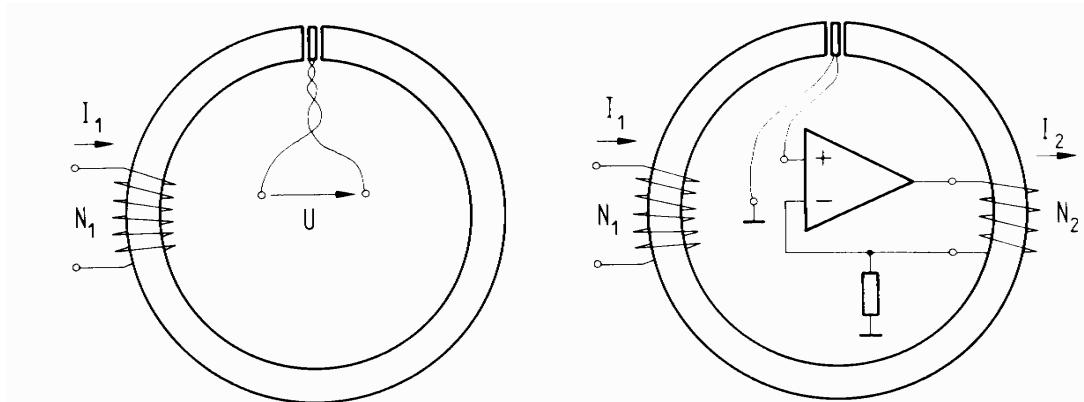


Abbildung 8: Strommesser mit Hallelement

Eine **zusätzliche Verbesserung** wird erzielt, wenn das **Magnetfeld des Messstromes** durch ein weiteres Feld **kompensiert** wird. Die Hall-Spannung wird dabei immer auf den Wert Null geregelt, sodass der Kern feldfrei ist. Theoretisch kann dadurch der Messstrom bzw. das zugehörige Feld beliebige Werte annehmen. **Im Kern tritt nämlich keine Sättigung mehr auf** und dadurch ist die **absolute Linearität** gewährleistet.

Die Ströme stehen über den Durchflutungssatz in Verbindung:

$$I_1 \cdot N_1 = I_2 \cdot N_2 \quad (6) \quad (I_1 = \text{Messstrom}, I_2 = \text{Kompensationsstrom})$$



Abbildung 9: Stromsensor für Printmontage (25A_{RMS})

Durch geeignete Wahl des Wicklungsverhältnisses können sehr hohe Ströme gemessen werden. Anwendung findet dieses Prinzip in **Stromtastköpfen von Oszilloskopen** und **Stromzangen**.

Hall-Elemente können auch zur Multiplikation herangezogen werden. Die Hall-Spannung ist proportional dem Produkt aus Strom I und Induktion B .

Wird die Induktion in einem magnetischen Kreis aus einem Strom I_B erzeugt, so ist die Hall-Spannung proportional dem Produkt der Ströme $I_B \cdot I$.

Wird nun der Steuerstrom I über einen Widerstand aus einer Spannung erzeugt, so ist die Hall-Spannung proportional der Leistung

(Leistungsmessung mit Fehler < 0.2%).

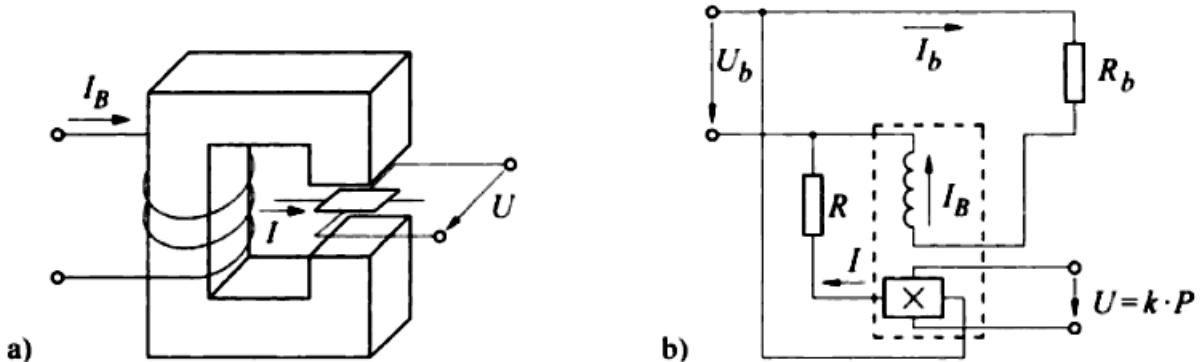


Abbildung 10: Hallmultiplizierer: a) Aufbau b) Anwendung zur Leistungsmessung

Neben der Anwendung zu Messzwecken ist der Einsatz als Magnetfeldschalter sehr wichtig. Die Aufgabe des Sensors besteht dabei in der Erkennung des Magnetfeldes.

Die Bauelemente werden in ihren Eigenschaften so gezüchtet, dass sich ein möglichst steiler Anstieg der Hall-Spannung bei Überschreiten einer definierten Feldstärke ergibt (**Positionserkennung, Drehzahlmessung, Überstromschalter...**).

3.2 Temperatur

3.2.1 Thermoelement

Werden zwei unterschiedliche Metalle verbunden (verschweißt), **so wandern Elektronen vom Metall mit der geringeren Austrittsarbeit ab**. Dieses Metall lädt sich positiv auf, es entsteht eine **Spannung**. Da die Energie der Elektronen proportional mit der Temperatur steigt, steigt auch die Spannung proportional. Daher kann der Effekt für Messzwecke genutzt werden (**Seebeck-Effekt**).

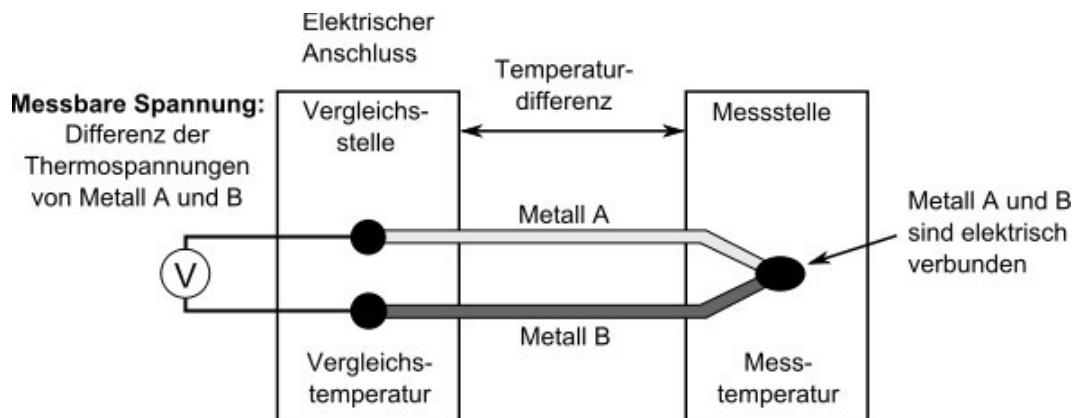


Abbildung 11: Messprinzip Temperaturmessung mit Thermoelementen

Mit Hilfe von Thermoelementen können prinzipiell nur Temperatur-

differenzen ermittelt werden. Zur Messung der absoluten Temperatur sind weitere Maßnahmen notwendig.

Hierzu muss die **absolute Temperatur an den Drahtenden** (Übergabepunkt) ermittelt und zum Differenz-Messergebnis addiert werden.

Man spricht hierbei von der sogenannten Kaltstellenkompensation (engl.: cold junction compensation; CJC).

Im einfachsten Fall werden die Leitungen des Elementes aus dem Messbereich heraus in einen Bereich mit Raumtemperatur geführt und deren angenommener Durchschnitt zum Differenz-Messergebnis addiert.

Man muss allerdings berücksichtigen, dass über die metallischen Leiter des Thermoelementes selbst Wärme transportiert wird. Reicht wegen dieses Umstandes oder wegen der Schwankung der Raumtemperatur diese Genauigkeit nicht aus, so **muss die absolute Temperatur an der Übergabestelle zusätzlich gemessen werden.**

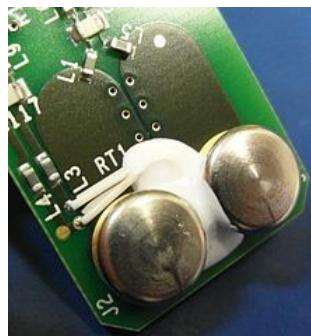


Abbildung 12: Kaltstellenkompensation

Meistens ist es ausreichend, die Enden zwecks nahezu gleicher Temperatur nahe beieinander zu lassen (**gemeinsamer Übergabepunkt** = gleiche Temperatur der Drahtenden) und nur dort die Absoluttemperatur zu ermitteln.

Dies geschieht häufig durch Halbleiter-Temperatursensoren (wegen deren eingeschränktem Messbereich sind diese an der Messstelle oft nicht direkt verwendbar, bei Raumtemperatur hingegen schon).

Die abgegebenen Spannungen sind jedenfalls sehr klein ($10\text{-}70\mu\text{V/K}$) und hängen von der Wahl der Metallpartner ab. Der Zusammenhang ist jedoch weitgehend linear.

3 - Sensorelemente

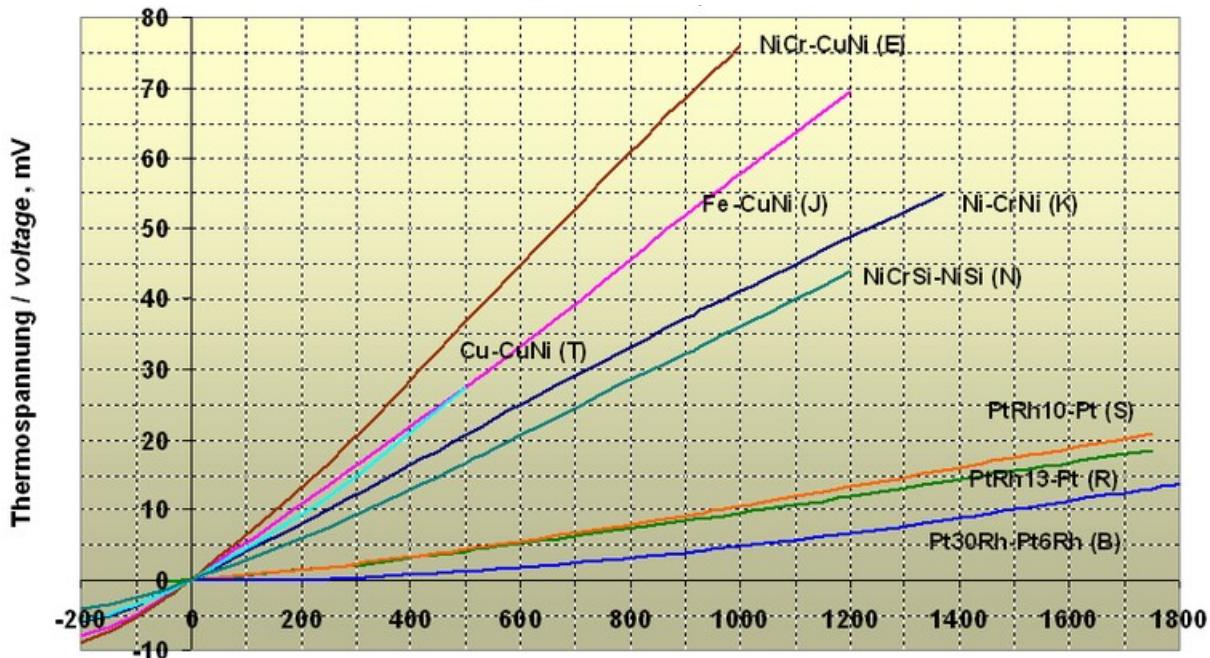


Abbildung 13: Thermospannungen verschiedener Thermopaare bezogen auf eine Vergleichsstellentemperatur von 0°C nach DIN EN 60 584

Typ	Materialien	Temperaturbereich °C (Dauer)	Temperaturbereich °C (kurzfristig)	Toleranzklasse 1 (°C)		Toleranzklasse 2 (°C)	IEC Farbcode
K	NI-CrNi	0 bis +1100	-180 bis +1300	±1.5 zwischen -40 °C und 375 °C ±0.004×T zwischen 375 °C und 1000 °C		±2.5 zwischen -40 °C und 333 °C ±0.0075×T zwischen 333 °C und 1200 °C	[Green]
J	Fe-CuNi	0 bis +750	-180 bis +800	±1.5 zwischen -40 °C und 375 °C ±0.004×T zwischen 375 °C und 750 °C		±2.5 zwischen -40 °C und 333 °C ±0.0075×T zwischen 333 °C und 750 °C	[Black]
N	NIcCrSi—NiSi	0 bis +1100	-270 bis +1300	±1.5 zwischen -40 °C und 375 °C ±0.004×T zwischen 375 °C und 1000 °C		±2.5 zwischen -40 °C und 333 °C ±0.0075×T zwischen 333 °C und 1200 °C	[Red]
R	Pt13Rh—Pt	0 bis +1600	-50 bis +1700	±1.0 zwischen 0 °C und 1100 °C ±[1 + 0.003×(T - 1100)] zwischen 1100 °C und 1600 °C		±1.5 zwischen 0 °C und 600 °C ±0.0025×T zwischen 600 °C und 1600 °C	[Orange]
S	Pt10Rh—Pt	0 bis +1600	-50 bis +1750	±1.0 zwischen 0 °C und 1100 °C ±[1 + 0.003×(T - 1100)] zwischen 1100 °C und 1600 °C		±1.5 zwischen 0 °C und 600 °C ±0.0025×T zwischen 600 °C und 1600 °C	
B	Pt30Rh—Pt6Rh	+200 bis +1700	0 bis +1820	Nicht verfügbar		±0.0025×T zwischen 600 °C und 1700 °C	nicht definiert
T	Cu—CuNi	-185 bis +300	-250 bis +400	±0.5 zwischen -40 °C und 125 °C ±0.004×T zwischen 125 °C und 350 °C		±1.0 zwischen -40 °C und 133 °C ±0.0075×T zwischen 133 °C und 350 °C	[Dark Red]
E	NiCr—CuNi	0 bis +800	-40 bis +900	±1.5 zwischen -40 °C und 375 °C ±0.004×T zwischen 375 °C und 800 °C		±2.5 zwischen -40 °C und 333 °C ±0.0075×T zwischen 333 °C und 900 °C	[Purple]

Tabelle 1: Eigenschaften verschiedener Typen von Thermoelementen

Tabelle 1 beschreibt die Eigenschaften verschiedener Typen von Thermoelementen. Bei den Angaben zur Toleranz steht T für die Temperatur des Metallübergangs in °C.

Beispielsweise hat ein Thermoelement mit der Toleranz von $\pm 0.0025 \times T$ eine Toleranz von $\pm 2.5^\circ\text{C}$ bei 1000°C .

Ein Typ K Thermoelement liefert etwa $40\mu\text{V/K}$ Temperaturdifferenz, ein Typ S Thermoelement je nach Absoluttemperatur $5\dots 11\mu\text{V/K}$. Die genauen Werte sind bei den Herstellern in Tabellenform aufgelistet.

3 - Sensorelemente

Neben dem **Temperatur- und Spannungsbereich** sind für Messzwecke die **Korrosionsbeständigkeit** gegenüber Gasen und Flüssigkeiten maßgeblich. Daher ist auch die Anzahl der verschiedenen Bindungspartner groß.

Die relativ kleinen Spannungen müssen möglichst PTC-Temperatursensoren (Kaltleiter) an der Messstelle über einen rauscharmen Verstärker mit geringer Offsetdrift verstärkt werden.

3.2.2 PTC-Temperatursensoren (Kaltleiter)

Das Temperaturverhalten eines ohmschen Widerstandes kann zu Messzwecken genutzt werden, solange der Zusammenhang relativ linear ist. Dies ist speziell beim Platin-Kaltleitern gut erfüllt.

Am gebräuchlichsten ist dabei der sg. *Pt100*-Typ, der bei 0°C einen Widerstand von $R_0 = 100\Omega$ besitzt.

Außerdem haben in Dünnschichttechnik *Pt500* ($R_0 = 500\Omega$) und *Pt1000* ($R_0 = 1k\Omega$) Verbreitung gefunden.

Bei höherem Nennwiderstand ist der verfälschende Einfluss des Leiterwiderstandes von langen Anschlussleitungen (z. B. in großen Industriöfen) geringer.

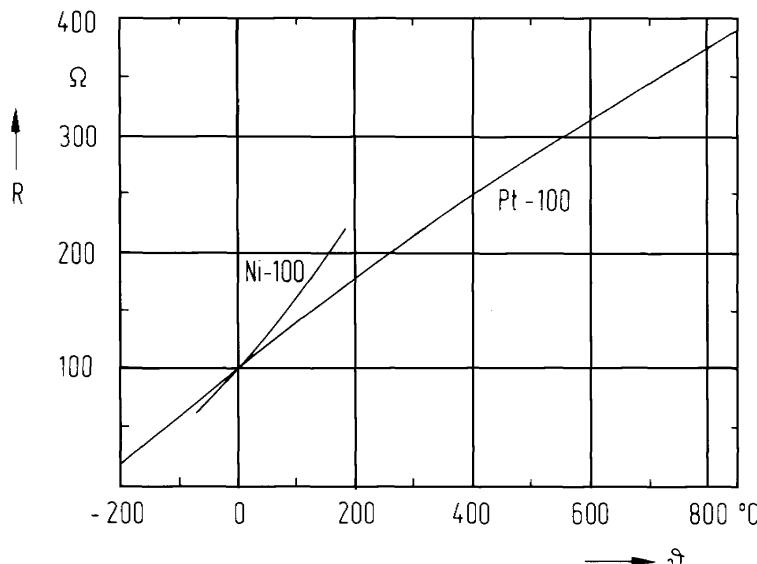


Tabelle 2: Temperaturverlauf des Widerstands eines Pt100-Sensors

Die Normung umfasst für den **Temperaturbereich -200°C bis 850°C** , der tatsächliche Einsatzbereich eines *Pt100* ist meistens enger begrenzt und im Datenblatt spezifiziert. Der positive Temperaturkoeffizient bewirkt ein **Ansteigen des Widerstandes mit zunehmender Temperatur**. Die Abhängigkeit des Widerstands R eines Platin-Temperatursensors mit dem Nennwiderstand R_0 von der Celsius-Temperatur θ wird in DIN EN60751 festgelegt.

3 - Sensorelemente

Im Bereich $0\text{--}850^\circ\text{C}$ gilt eine **quadratische Funktion (Polynom 2. Grades)** der Temperatur ϑ :

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + a \cdot \vartheta + b \cdot \vartheta^2) \quad (7)$$

und im Bereich $-200\text{--}0^\circ\text{C}$ gilt über einen Zusatz ein **Polynom 3. Grades**:

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + a \cdot \vartheta + b \cdot \vartheta^2 + c \cdot (1 - 100^\circ\text{C}) \cdot \vartheta^3) \quad (8)$$

Die Koeffizienten a, b, c sind für den Pt100-Sensor:

$$a = 3,9083 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C} \quad b = -5,775 \cdot 10^{-7}/^\circ\text{C} \quad c = -4,183 \cdot 10^{-12}/^\circ\text{C}$$

Die Beschreibung des Widerstandsverlaufs ist durch die Näherungen (7, 8) innerhalb der Grenzabweichungen die durch Genauigkeitsklassen spezifiziert werden möglich. Gerne wird eine **lineare Näherung (Polynom 1. Grades)** verwendet:

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + a \cdot \vartheta) \quad (9)$$

Diese Näherung trifft die Kennlinie bei 0°C und 100°C und beinhaltet eine Abweichung von maximal 0.4°C (dem Betrage nach) im Bereich $-20\text{...}+120^\circ\text{C}$.

Für die Herstellungstoleranzen von Platin-Temperatursensoren waren früher die **Genauigkeitsklassen A und B** festgelegt, später zusätzlich noch die Klassen **AA** und **C**. Innerhalb eines für drahtgewickelte Widerstände und Schichtwiderstände zu jeder Klasse unterschiedlichen Gültigkeitsbereichs werden die Grenzabweichungen ϑ_g in Abhängigkeit von der Celsius-Temperatur ϑ angegeben:

- Klasse AA: $\vartheta_g = 0.1^\circ\text{C} + 0.0017 \cdot |\vartheta|$
- Klasse A: $\vartheta_g = 0.15^\circ\text{C} + 0.002 \cdot |\vartheta|$
- Klasse B: $\vartheta_g = 0.3^\circ\text{C} + 0.005 \cdot |\vartheta|$
- Klasse C: $\vartheta_g = 0.6^\circ\text{C} + 0.01 \cdot |\vartheta|$

Die Grenzabweichungen sind gegenüber genormten Thermoelementen kleiner, was einen wesentlichen Vorteil darstellt.

Beispiel 1: Welche Abweichungen ergeben sich für einen Pt100-Sensor der Genauigkeitsklasse B bei 400°C ?

$$\begin{aligned} \vartheta_g &= 0.3^\circ\text{C} + 0.005 \cdot |400| = \\ &= 0.3^\circ\text{C} + 0.005 \cdot 400 = \underline{\underline{2.3^\circ\text{C}}} \end{aligned}$$

3.2.3 Halbleiter-Temperatursensoren

3.2.3.1 Temperaturabhängigkeit der Flussspannung eines PN-Übergangs:

Die an einem Halbleiter-PN-Übergang bei gegebenem Strom auftretende Flussspannung ist temperaturabhängig. Bei Silizium kann von einem Wert von etwa $-2mV/K$ ausgegangen werden. Die Temperaturabhängigkeit ist bei nicht zu großen Temperaturschwankungen ausreichend linear um zur Messung von Temperaturdifferenzen herangezogen zu werden.

Der Sensor ist sehr **leicht integrierbar**, weshalb diese Methode gerne zur Messung diverser **Chip-Temperaturen** herangezogen wird (PC-Prozessoren, Mikrocontroller, ...).

Zur Messung der absoluten Temperatur muss allerdings ein **Referenzwert** (z. B. bei $20^{\circ}C$) festgelegt werden (bei PCs im *BIOS*). Dieser sollte jedoch zumindest für jede Chipcharge neu ermittelt werden, da dieser Wert produktionsbedingt relativ stark schwankt ($40mV$ Unterschied in der Flussspannung bei Referenzbedingungen ergeben Fehlmessungen von $20^{\circ}C$!).

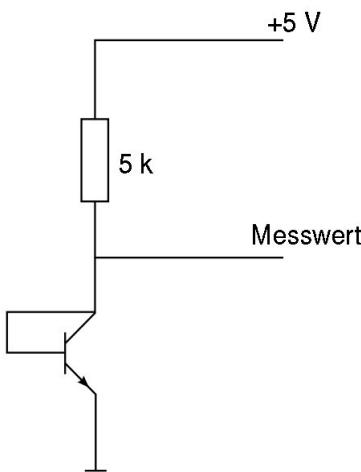


Abbildung 14: Transistor-Thermometer

3.2.3.2 Halbleiter als Kaltleiter

Die Erhöhung des Widerstandes kann auch z. B. bei dotiertem Silizium gemessen werden. Ist der Halbleiter im gewünschten Temperaturbereich durch die Dotierung bereits leitend, so bewirkt eine Temperaturerhöhung eine Herabsetzung der Beweglichkeit der Ladungsträger und somit eine Erhöhung des Widerstandswertes (kein PN-Übergang!).

Derartige Sensoren werden **kostengünstig** im verschiedenen Gehäusen (*SMD* und bedrahtet) hergestellt. Die Temperaturkennlinie des Widerstandswertes kann in ähnlicher Weise wie bei den Platin-Kaltleitern beschrieben werden, wobei der Kaltwiderstand meist auf $25^{\circ}C$ bezogen ist.

3 - Sensorelemente

Der Einsatzbereich ist aber meist auf -50°C bis $+150^{\circ}\text{C}$ beschränkt.

Bei der gebräuchlichen **KT-Sensorfamilie** berechnet sich der Temperaturabhängige Widerstand zu:

$$R(\Delta T) = R_{25} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T + \beta \cdot \Delta T^2) \quad (10) \quad \text{mit } \alpha = 7,88 \cdot 10^{-3}/\text{K}; \quad \beta = 1,937 \cdot 10^{-5}/\text{K}^2$$

Bei Verwendung des Sensors **KTY10-6** beträgt der mittlere Kaltwiderstand $R_{25} = 2000\Omega$, was eine **Empfindlichkeit von ca. $13\Omega/\text{C}$** bedeutet. Wegen des relativ hohen R_{25} ist der Widerstand der Zuleitungen meist unerheblich.

Der Temperaturkoeffizient ist etwa doppelt so groß wie jener des Pt100, was den Verstärkeraufwand der Auswertung reduziert, allerdings ist die Linearität schlechter.

Zur **Auswertung** des Sensors bietet sich eine Brückenschaltung (**Viertelbrücke**) mit **OPV** (z. B.: **Subtrahierer**) an.

Beispiel 2: Entwurf einer Temperatormessschaltung mit **KTY10-6** und **OPV**, welche bei einer Temperatur von 0°C eine Ausgangsspannung von 0V mit einer Änderung von $1\text{V}/^{\circ}\text{C}$ liefert. Wie groß ist die Eigenerwärmung (und damit der Messfehler) des Sensors durch den Brückenquerstrom?

Type	Marking	Ordering Code	$R_{25 \text{ min}}$	$R_{25 \text{ max}}$	Package
			(in Ω with $I_{op} = 1 \text{ mA}$)		
KT 100	KT 100	Q62705-K331	1940	2060	TO-92
KT 110	T1	Q62705-K332	1940	2060	TO-92 Mini
KT 130	T1	Q62705-K333	1940	2060	SOT-23
KT 210	N1	Q62705-K334	970	1030	TO-92 Mini
KT 230	N1	Q62705-K335	970	1030	SOT-23
KTY 10-5	KTY 10-5	Q62705-K110	1950	1990	TO-92
KTY 10-6	KTY 10-6	Q62705-K132	1980	2020	TO-92
KTY 10-62	KTY 10-62	Q62705-K71	1990	2010	TO-92
KTY 10-7	KTY 10-7	Q62705-K111	2010	2050	TO-92

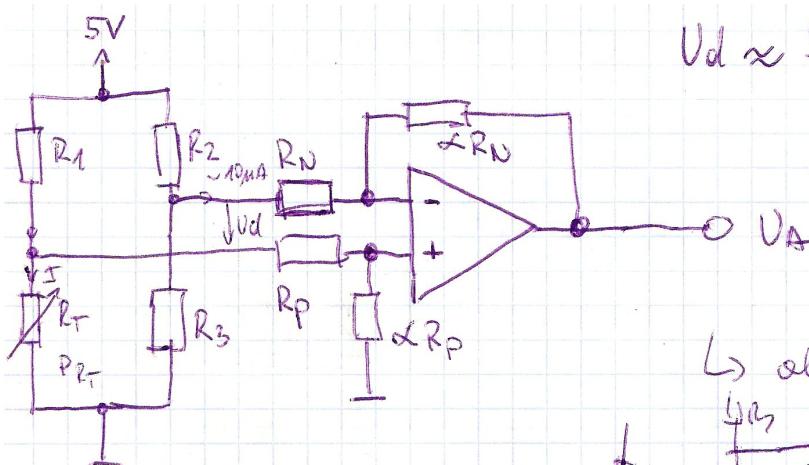
$$k_T = \frac{R_T}{R_{25}} = 1 + \alpha \times \Delta T_A + \beta \times \Delta T_A^2 = f(T_A)$$

Spread of the Temperature Factor k_T

T_A $^{\circ}\text{C}$	k_T		
	min.	typ.	max.
-50	0.506	0.518	0.530
-40	0.559	0.570	0.581
-30	0.615	0.625	0.635
-20	0.676	0.685	0.694
-10	0.741	0.748	0.755
0	0.810	0.815	0.821
10	0.883	0.886	0.890

3 - Sensorelemente

$$R_T(0^\circ\text{C}) = R_{25} \cdot k_{T,0^\circ} = 2k \cdot 0,815 = \underline{\underline{1630 \Omega}}$$

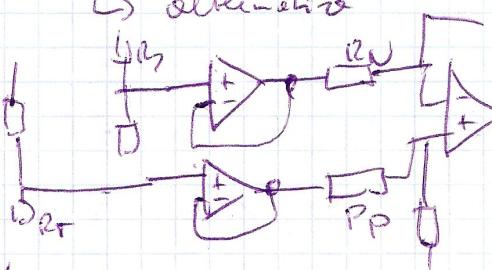


$$U_d \approx \frac{U_0}{4} \frac{\Delta R}{R_0}$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = \underline{\underline{1630 \Omega}}$$

$$\Delta R = \frac{2000 - 1630}{25} = \underline{\underline{14,8 \Omega/\text{C}}}$$

↳ alternative



$$\Delta U_d = \frac{5V}{4} \cdot \frac{14,8}{2000} = \underline{\underline{9,25 \text{ mV}/\text{C}}}$$

$$\alpha = \frac{U_A}{U_D} = \frac{1000 \text{ mV}}{9,25 \text{ mV}} = \underline{\underline{108,11}}$$

$$R_P = R_N = \underline{\underline{2k2}} \Rightarrow \alpha R_N = \alpha R_P = \underline{\underline{237,84 \text{ K}}}$$

Belastung der Brücke durch Subtrahieren! $\sim 10 \mu\text{A} \triangle 16 \text{ mV}$

$$\text{Querspannung} = 5V / 2 \times 1k63 = 1,153 \text{ mA} \Rightarrow P_{PTC} = (1,153 \text{ mA})^2 \cdot 1630 \Omega$$

$$\rightarrow \text{gesamte Gehäusebelastung } \Delta U = R_{TH} \cdot P. = \underline{\underline{3,8 \text{ mW}}}$$

$$\begin{array}{l} \text{TO 92 typ: } 160 \text{ mW} \Rightarrow \Delta U = 160 \frac{\text{mW}}{\text{W}} \cdot 3,8 \text{ mW} = \underline{\underline{0,61 \text{ K}}} \\ \text{LT-Sch.} \end{array}$$

→ Eigenwärmung!

3.2.3.3 Temperatursensor IC

Für Anwendungen bei denen der Aufwand so gering wie möglich gehalten werden soll, werden Sensor-ICs gefertigt. Neben Ausführungen mit analogem Ausgangssignal werden in Mikrocontroller- bzw. PC-Systemen direkt digital ansprechbare Sensoren immer wichtiger.

Der weitverbreitete Temperatursensor **LM35** von *TI* (vormals *National Semiconductor*) liefert eine temperaturproportionale Spannung von $10\text{mV}^{\circ}\text{C}$ bei einem Messbereich von -50°C bis $+150^{\circ}\text{C}$. Die Ausgangsspannung beträgt bei 0°C 0V . Es kann - je nach Einsatzzweck - zwischen verschiedenen gebräuchlichen Gehäusen gewählt werden. Genaueres ist dem jeweils aktuellen Datenblatt zu entnehmen.

Direkt digital auslesbare Temperatursensoren wie etwa der **ADM1022** von *Analog Devices* bzw. der **MAX1617** von *Maxim* (vormals *Dallas Semiconductor*) verfügen über ein **I²C**- bzw. **SMBus-Interface**. Die Busadresse muss dabei mittels externer Widerstände eingestellt werden, oft steht nicht der gesamte Adressbereich zur Verfügung. Bei aufwändigeren Ausführungen sind häufig noch Lüftesteuerung und -überwachung, Alarmausgänge usw. integriert. Außerdem ist oft zusätzlich der Anschluss eines externen Temperaturfühlers ("Remote-Diode") möglich. Siehe Datenblätter.

Nachteilig ist die natürlich notwendige Spannungsversorgung der Sensor-ICs.

3.3 Feuchte

3.3.1 Aspirationspsychrometer

Mittels Psychrometer kann die Messung der Luftfeuchtigkeit auf zwei Temperaturmessungen und - bei großen Luftdruckschwankungen - eine Luftdruckmessung zurückgeführt werden.

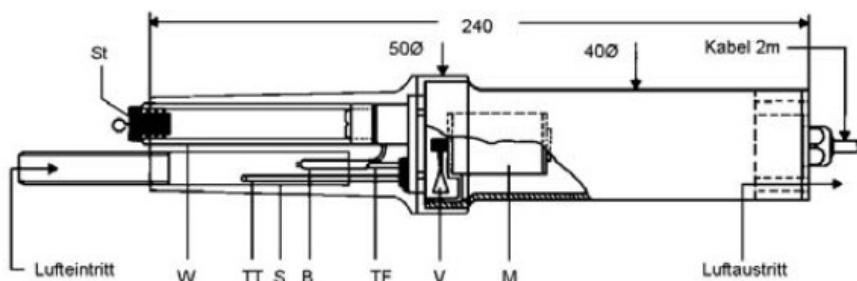
Das Messprinzip beruht auf dem Umstand, dass an der Oberfläche eines Volumens flüssigen Wassers stets Wassermoleküle aus dem Flüssigkeitsverbund in die umgebende Luft überreten, sie **verdunsten**. Die dafür aufzuwendende Energie (**Latentwärme**) wird dem thermischen Energieinhalt der Wasseroberfläche entnommen, welche deshalb abkühlt (**Verdunstungskühlung**). Es hängt von der **Kondensationsrate** und damit von der **Dichte der Wassermoleküle in der Luft** ab, in welchem Ausmaß die Abkühlung durch die Verdunstung auftritt.

Die Unterkühlung einer verdunstenden Wasseroberfläche unter die Lufttemperatur ist daher ein Maß für die Luftfeuchtigkeit.

Das Psychrometer besteht aus zwei Thermometern, von denen eines, das Feuchtthermometer, in ein feuchtes Material gehüllt ist, zum Beispiel mit Wasser befeuchtetes Baumwollgewebe.

Je trockener die Luft ist, desto schneller verdunstet die Flüssigkeit, desto mehr Verdunstungskälte wird hervorgerufen und desto größer ist die **Temperaturdifferenz** zwischen den beiden Thermometern.

Wegen der hohen Genauigkeitsanforderungen werden Platin-Kaltleiter zur Temperaturmessung verwendet.



Handpsychrometer FN A846

M	= Motor	B	= Baumwolldocht
V	= Ventilatorflügel	S	= Strahlungsschutz
TT	= Trockentemperaturfühler	W	= Wassertank
TF	= Feuchttemperaturfühler	St	= Stopfen mit Druckdorn

Abbildung 15: Aspirationspsychrometer

Aus der Temperaturdifferenz kann man mit Hilfe von **Psychrometerformeln** oder -tafeln die relative Luftfeuchtigkeit sowie weitere Parameter ermitteln.

$$p_p = p_{sf} \cdot \gamma \cdot \Delta \vartheta_{tf} \quad (11) \quad \text{Psychrometerformel mit}$$

p_p	=	Partialwasserdampfdruck der Umgebungsluft
p_{sf}	=	Sättigungsdampfdruck bei der Feuchttemperatur
γ	=	Psychrometerkonstante (enthält Umgebungsluftdruck)
$\Delta \vartheta_{tf}$	=	Temperaturunterschied trocken - feucht

Das psychrometrische Messprinzip ist eines der genauesten überhaupt und wird deshalb in amtlichen Wetterstationen und in Referenzgeräten verwendet.

Voraussetzung für eine genaue Messung ist, dass das Feuchtthermometer ständig ausreichend von Luft umströmt wird (Ventilator), damit die Verdunstung nicht durch den bereits entstandenen Wasserdampf behindert wird.

Alterungseffekte sind - mit Ausnahme einer Verschmutzung des Baumwollstrumpfs - nicht zu erwarten.

Nachteile des Verfahrens sind die **Luftdruckabhängigkeit**, dass **Langzeitmessung** durch den Wasservorrat und die Wartung des Dochtes begrenzt sind, und der Einsatz bei **Minustemperaturen** und **niedrigen Feuchten** schwierig ist.

3 - Sensorelemente

3.3.1.1 Kapazitive Feuchtesensoren (Absorptionshygrometer)

Die Dielektrizitätszahl von Wasser ist mit $\epsilon_r = 81$ viel größer als die vieler anderer Stoffe. Je höher der Wassergehalt eines Isolators desto höher ist sein effektives ϵ_r .

Dies eröffnet die Möglichkeit der kapazitiven Feuchtemessung.

Bei der Messung von **Feststoffen** ist das Gut **zwischen die Platten eines Kondensators** einzubringen (Getreide, Textilien, Holz oder Kohle,). Aus der gemessenen Kapazität wird auf die Feuchte rückgeschlossen.

Zur Messung der **Feuchte in Luft** werden **hygrokopische Polymere** verwendet die Wasser aufnehmen und deren effektives ϵ_r direkt proportional zur Luftfeuchte ist.

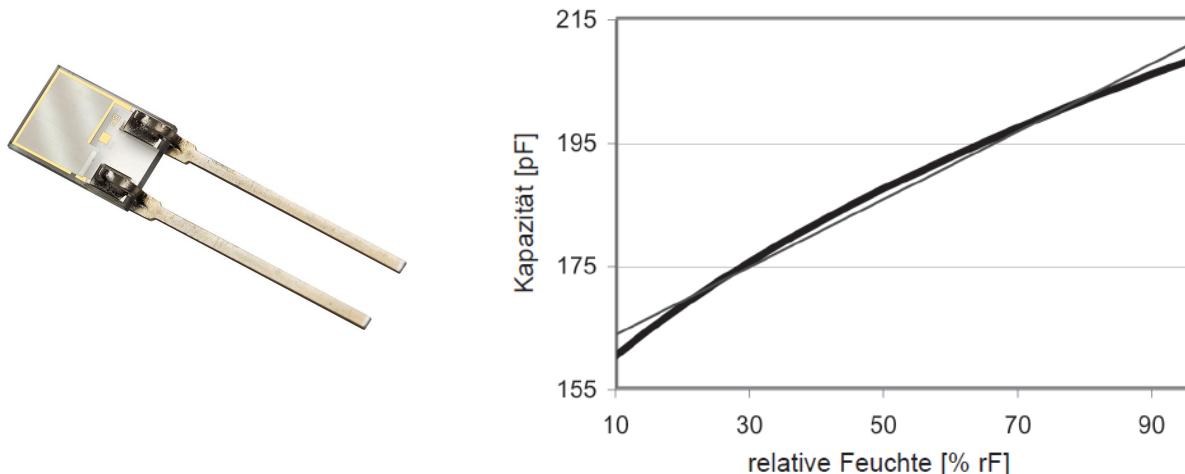


Abbildung 16: Kapazitiver Feuchtesensor in Dünnschichttechnik auf Glassubstrat inkl. Kennlinie

Eine große Herausforderung ist dabei die Herstellung der Deckelektrode, die einerseits Wasserdampfmoleküle gut durchlassen, andererseits aber auch eine gute elektrische Leitfähigkeit aufweisen soll.

Außerdem muss sie möglichst inert sein und das vergleichsweise empfindliche Polymer schützen. Das bevorzugte Elektrodenmaterial ist daher (**mikroporöses**) Gold.

Die Sensor-Kennlinie ist weitgehend linear und kann durch eine Polynomfunktion (siehe Datenblatt) ausgewertet werden.

Zur **Auswertung** ist die Kapazität, die im konkreten Fall ca. $150-210\text{pF}$ beträgt zu bestimmen. Hierbei wird der **Fühler als frequenzbestimmende Element** in einen Oszillator eingebaut. Genaugenommen ist die Periodendauer proportional der Kapazität. Die Änderung der Kapazität zwischen 0-100% relativer Feuchte beträgt nur ca. 50pF .

Es wird aus diesem Grund eine Schaltung mit **Referenzoszillator** aufgebaut welcher die Empfindlichkeit erhöht. Hierfür benutzt man einen Multivibrator ($M1$ in Abb. 17), der Rechteckimpulse mit einer bestimmten Dauer (t_1) erzeugt. Diese Dauer ist proportional zur Kapazität eines an den Multivibrator angeschlossenen, einstellbaren Kondensators (C_a), welcher auf den Kapazitätswert des Sensors bei Referenzbedingungen (C_0) abgeglichen wird. $M1$ synchronisiert einen weiteren Multivibrator ($M2$), an den der Sensor angeschlossen ist. Dieser erzeugt Rechteckimpulse, deren Dauer (t_2)

3 - Sensorelemente

proportional zur Kapazität des Sensors sind.

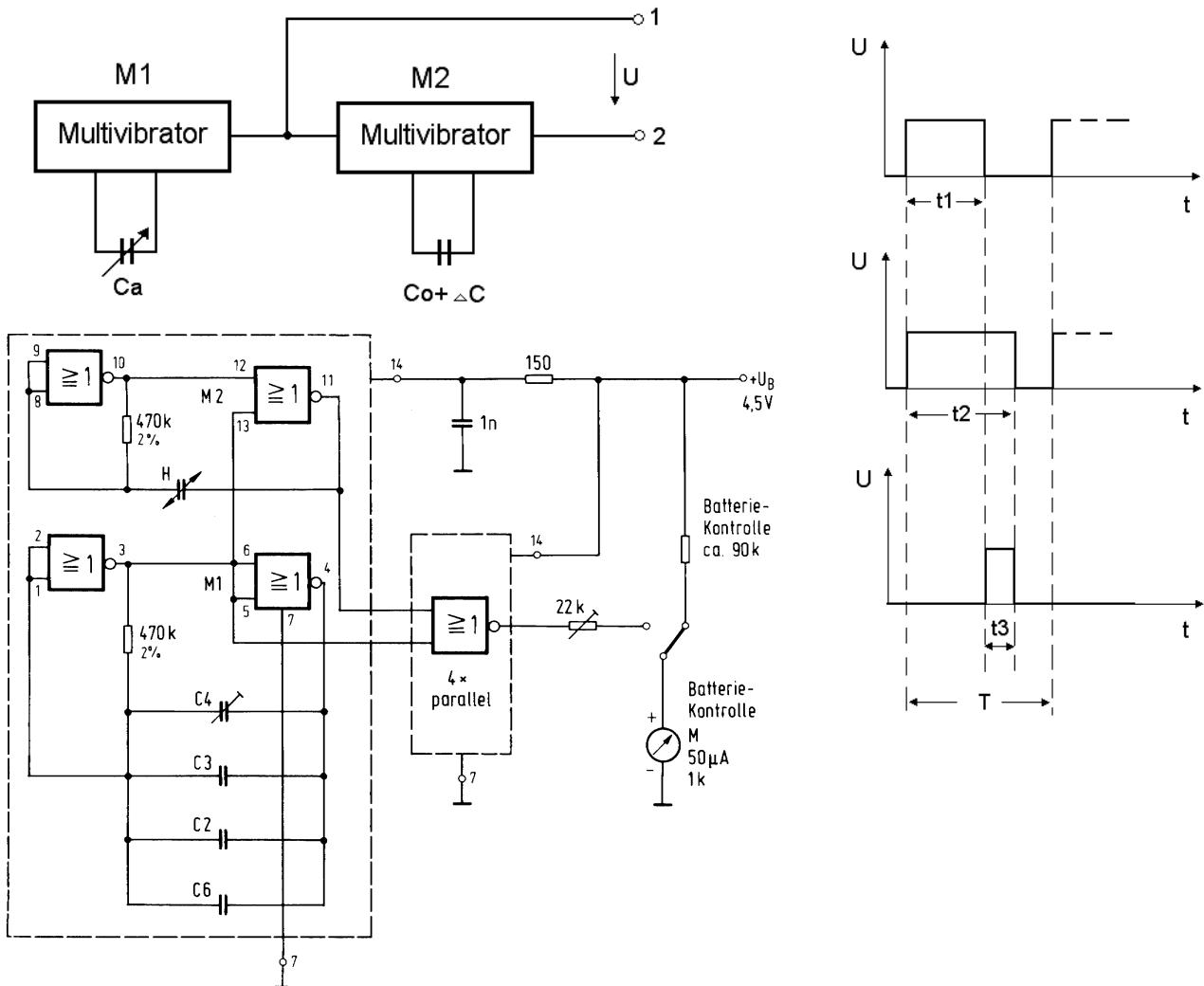


Abbildung 17: Kapazitive Feuchtemessung - Schaltung und Zeitdiagramme

Somit kann man zwischen den Ausgängen 1 und 2 eine **Impulsdifferenz** (t_3) messen, die proportional zur Kapazitätsänderung des Messkondensators ist.

Beispiel 3: Berechnung des Zusammenhangs zwischen t_3/T und $\Delta C/C_0$ in obiger Schaltung.

$$I = C \cdot \frac{dI}{dt} = C_0 \cdot \frac{U_b}{\frac{T}{2}} = (C_0 + \Delta C) \cdot \frac{U_b}{\frac{T}{2} + t_3} \Rightarrow C_0 \cdot \left(\frac{T}{2} + t_3 \right) = (C_0 + \Delta C) \cdot \frac{T}{2}$$

$$C_0 \cdot \frac{T}{2} + C_0 \cdot t_3 = C_0 \cdot \frac{T}{2} + \Delta C \cdot \frac{T}{2} \Rightarrow \frac{t_3}{\frac{T}{2}} = \frac{\Delta C}{C_0}$$

$$\frac{t_3}{\frac{T}{2}} = \frac{(C_0 + \Delta C)}{\frac{T}{2} + t_3}$$

$$\overline{U}_{2_{\text{Vr}}} = \frac{t_3}{\frac{T}{2}} \cdot U_B = \frac{\Delta C}{2C_0} U_B$$

3 - Sensorelemente

Vorteile: Sensor kann ohne **Wartung** über längere **Zeiträume** auch bei **Minustemperaturen** eingesetzt werden, **Luftdruckunabhängigkeit**, arbeitet auch unter **Druck**.

Nachteile: Empfindlichkeit gegenüber **Betauung** und bestimmten **aggressiven Medien**, begrenzte **Langzeitstabilität**.

3.4 Weg und Winkel

3.4.1 DMS (Dehnungsmessstreifen)

DMS sind ohmsche Widerstände die durch Dehnung ihren Wert verändern.

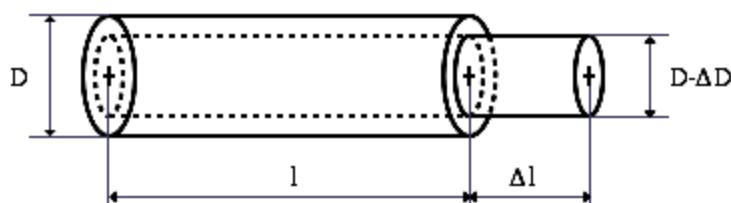


Abbildung 18: Dehnung eines Leiters unter Zugspannung

Dabei wird ausgenutzt, dass jeder Leiter sich unter dem Einfluss mechanischer Spannung verformt. Wird auf einen Leiter eine **Zugspannung** ausgeübt, so wird dieser im Allgemeinen **länger**, aber auch **dünner** werden.

Die **relative Dehnung ε** ergibt sich aus:

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad (12)$$

Üblicher Werte für ε bewegen sich zwischen $10^{-6} \dots 10^{-3}$.

Der materialabhängige Zusammenhang zwischen relativer Dehnung und relativer Querschnittsveränderung wird die **Poisson-Zahl** verwendet:

$$\mu = \frac{\Delta D/D}{\Delta l/l} = \frac{\Delta D}{D \cdot \varepsilon} \quad (13)$$

Für die allermeisten Materialien ist **μ stets positiv**, übliche Werte liegen zwischen $0 \dots 0,5$. Materialien mit negativer Poissonzahl (*auxetische* Materialien) sind selten (hauptsächlich Schäume).

Wird nun ein elektrischer **Leiter** unter einer Zugspannung **gedehnt**, beeinflusst dies auch auf seinen elektrischen **Widerstand**. Der Widerstand eines Leiters der Länge l , Durchmesser D und spezifischen Widerstand ρ berechnet sich aus:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} = \frac{4 \cdot \rho \cdot l}{D^2 \cdot \pi} \quad (14)$$

3 - Sensorelemente

Unter Zugspannung wird der Widerstand also i. A. höher, da sich sein Querschnitt verringert, bei gleichzeitiger Verlängerung des Leiters. Man definiert für DMS den sg. **K-Faktor**:

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = \frac{\Delta R}{R \cdot \epsilon} = 1 - 2 \cdot \mu + \frac{\Delta \rho}{\rho \cdot \epsilon} \quad (15)$$

Bezeichnung	Zusammensetzung	k-Faktor
Konstantan	54 % Cu 45 % Ni 1 % Mn	2,05
Nichrome V	80 % Ni 20 % Cr	2,2
Chromol C	65 % Ni 20 % Fe 15 % Cr	2,5
Platin-Wolfram	92 % Pt 8 % W	4,0
Platin	100 % Pt	6,0
Silizium	100 % p-Typ Si: B (Bor in ppm-Bereich)	+80...+190
Silizium	100 % n-Typ Si: P (Phosphor in ppm-Bereich)	-25...-100

Tabelle 3: Werkstoffe für Metall- bzw. Halbleiter-DMS

Beispiel 4: Ableitung von Gleichung (15) aus (14) (Tipp: Summe der partielle Ableitungen $\partial R/\partial x \cdot \Delta x = \Delta R$)

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{s \cdot l}{A} = \rho \frac{4 l}{D^2 \pi} \\
 \Delta R &= \frac{\partial R}{\partial s} \Delta s + \frac{\partial R}{\partial l} \Delta l + \frac{\partial R}{\partial D} \Delta D \\
 &\quad \downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow \\
 \frac{4 l}{D^2 \pi} &\quad \frac{s \frac{4 l}{D^2 \pi}}{} \quad -2s \frac{4 l}{D^3 \pi} \\
 &\quad \downarrow \quad \downarrow \\
 \frac{R}{s} &\quad \frac{l}{\epsilon} \quad -2 \frac{R}{D} \\
 \Delta R &= R \left(\Delta s \frac{1}{s} + \frac{\Delta l}{l} - 2 \frac{\Delta D}{D} \right) \\
 \frac{\Delta R}{R} &= \frac{\Delta s}{s} + \underbrace{\frac{\Delta l}{l}}_{\epsilon} - 2 \underbrace{\frac{\Delta D}{D}}_{\mu \cdot \epsilon} \quad \epsilon = \frac{\Delta l}{l} \\
 K &= \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\epsilon} = \frac{\Delta R}{R \epsilon} = \boxed{\frac{\Delta s}{s \epsilon} + 1 - 2 \mu \epsilon = K} \quad \text{#}
 \end{aligned}$$

3 - Sensorelemente

Die Widerstände werden auf Folien (*Folien-DMS*) aufgebracht und haben Mäanderform (*Messgitter*) um die Wirkung zu verstärken. Die Längsseite des Mäanders soll dabei in Messrichtung liegen (Größe ca. 2 x 3mm).

Die meisten *DMS* haben eine zweite dünne Kunststofffolie auf ihrer Oberseite, die mit dem Träger fest verklebt ist und das Messgitter mechanisch schützt.

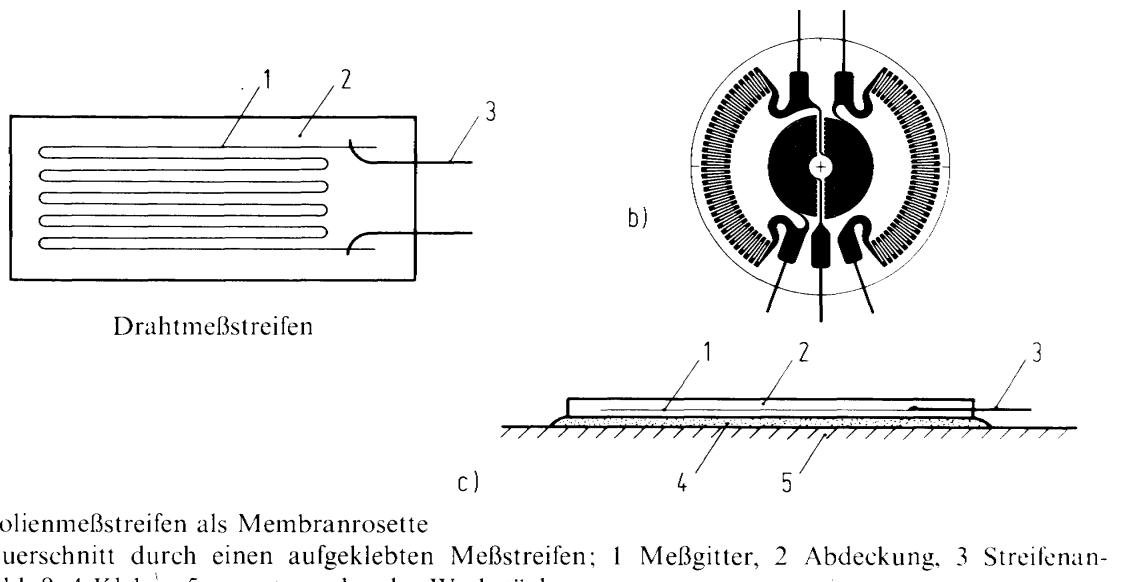


Abbildung 19: DMS-Aufbau

Folien-*DMS* werden auf das zu untersuchende Bauteil mittels Spezialkleber appliziert.

Bei **Sensoraufbauten ohne Trägerfolie** wird der *DMS* unter Verwendung einer dünnen Glasisolierschicht auf Edelstahlmesskörper **aufgesputtert**. Der Messkörper kann dann zum Beispiel mittels **Laserschweißung** an einer geeigneten Stelle in die zu untersuchende Struktur integriert werden. Die Vorteile dieser Bauform sind Unempfindlichkeit gegenüber Kriechen und Feuchtigkeit.

Eine Verstärkung der Wirkung kann erreicht werden, wenn bei der Messung der Biegespannung an der Unterseite ein zusätzlicher *DMS* angebracht wird.

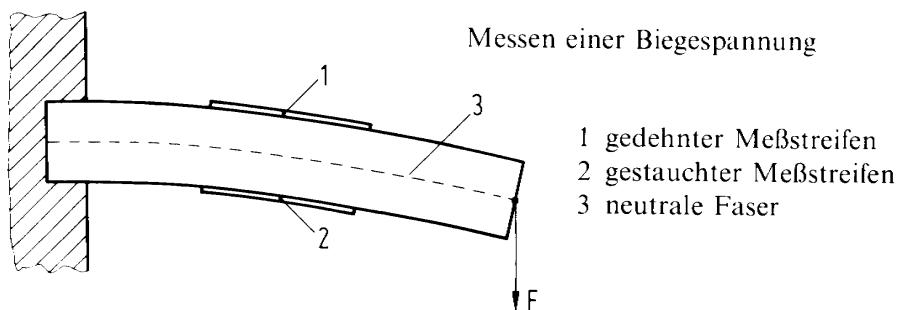


Abbildung 20: Biegespannungsbestimmung durch zwei *DMS* mit gegenläufiger Beanspruchung

3 - Sensorelemente

Bei gleichzeitiger Anordnung von *DMS* in verschiedene Richtungen (**Rosetten-DMS**) kann auch eine **Spannungsrichtungsanalyse** erfolgen.

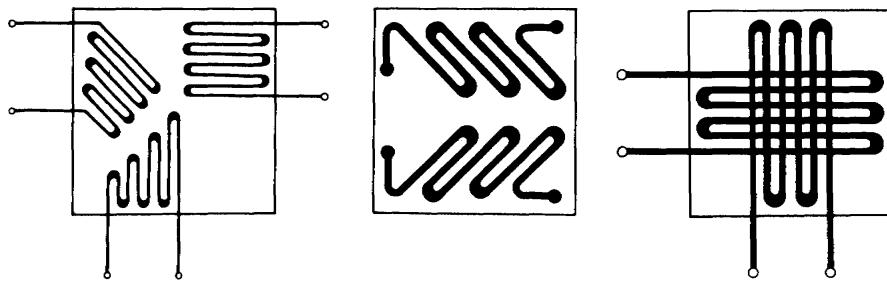


Abbildung 21: Mehrfach DMS

Bei **moderaten** Dehnungen / Spannungen erfolgt die Verformung i. A. **reversibel** und folgt dem **linearen Kraftgesetz (Hook'sches Gesetz)**:

$$F = \varepsilon \cdot A \cdot E \quad (16) \quad \text{Hook'sches Gesetz mit}$$

F	=	Kraft	E	=	Elastizitätsmodul (<i>Young'scher Modul</i>)
A	=	Querschnitt	ε	=	Dehnung

Über (16) können daher DMS zur Messung von Längenänderungen (Streckung, Stauchung, Biegung, Torsion), Spannungen (F/A) und Kräften benutzt werden.

Beispiel 5: Auf einen senkrecht aufgehängten Aluminiumstab wirkt eine Kraft deren Größe gefragt ist. Am Stab befindet sich ein *DMS* aus Konstantan ($K=2,1$). Es wird eine Widerstandsänderung von $\Delta R=0,5\Omega$ gemessen. Gesucht ist die Empfindlichkeit E_{DMS} der Messanordnung. ($R_0=2k\Omega$, Länge $l=10cm$, Querschnitt $A=1cm^2$, Elastizitätsmodul $E_m=72kN/mm^2$)

$$\frac{\Delta R}{R_0} = K\varepsilon \Rightarrow \varepsilon = \frac{\Delta R}{KR_0} = \frac{0.5}{2.1 \cdot 2000} = 119 \cdot 10^{-6}$$

$$F = \sigma A = \varepsilon E_m A = 119 \cdot 10^{-6} \cdot 72 \cdot 10^3 \cdot 10^2 = 857.1 N$$

$$E = \frac{\Delta R}{F} = \frac{0.5}{857.1} = 583.3 \frac{\mu\Omega}{N}$$

Beispiel 6: Ein Biegebalken mit *DMS*-Halbbrücke mit $R_0=700\Omega$, $U_0=15V$, $K=2.1$, $R_3=R_4=700\Omega$; aus einer Messung folgt: $\Delta U=8mV$, $m=200g$, Balkenlänge $l=8cm$, gesucht: ΔR , Dehnung ε , Biegemoment M , Empfindlichkeit E_{DMS} ... Darüberhinaus ist eine geeignete Auswerteschaltung zu entwerfen, die die Brückenspannung hochohmig abgreift, d.h. die Brückenspannung quasi unbelastet bleibt!

3 - Sensorelemente

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R_0} \Rightarrow \Delta R = \frac{2 R_0 \Delta U}{U_0} = \frac{2 * 700 * 8 * 10^{-3}}{15} = 0.7466 \Omega$$

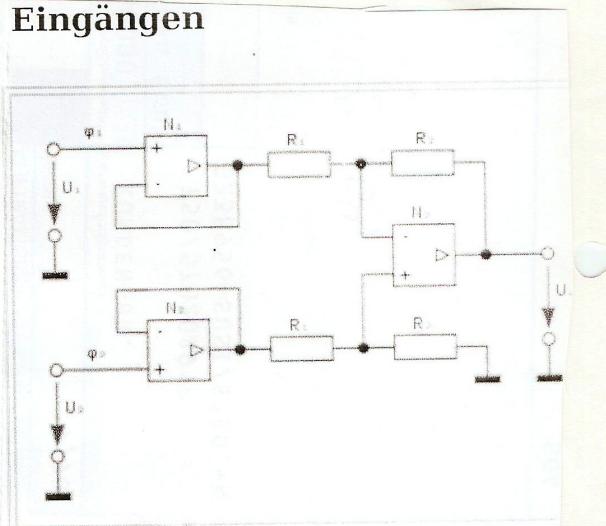
$$\frac{\Delta R}{R_0} = K\varepsilon \Rightarrow \varepsilon = \frac{\Delta R}{K R_0} = \frac{0.7466}{2.1 * 700} = 507.9 * 10^{-6}$$

$$M = Fl = mgl = 0.2 * 9.81 * 0.08 = 156.9 * 10^{-3} Nm$$

$$E = \frac{\Delta R}{M} = \frac{0.7466}{156.9 * 10^{-3}} = 4.7566 \frac{\Omega}{Nm}$$

Subtrahierer mit hochohmigen Eingängen

Der Aufbau des Subtrahierers mit hochohmigen Eingängen basiert im Wesentlichen auf dem Subtrahierverstärker, bietet jedoch zusätzliche Spannungsfolger an den Eingängen, um die zu messenden Potenziale nicht mit dem Eingangswiderstand des Subtrahierers zu belasten. Zudem lässt sich eine höhere Gleichtaktunterdrückung erzielen, wenn man die Spannungsverstärkung in die Impedanzwandler verlagert und auf dem Subtrahierer die Verstärkung 1 eingestellt wird.



Subtrahierer aus Subtrahierverstärker mit Impedanzwandlern

Für den im Bild gezeigten Subtrahierverstärker mit Impedanzwandlern gilt hierbei die folgende Gleichung:

$$U_o = (\phi_2 - \phi_1) \frac{R_2}{R_1}$$

Symmetrischer Elektrometersubtrahierer

Ein Spezialfall dieses Typs ist der (symmetrische) **Elektrometersubtrahierer**, bei dem zwischen den beiden Impedanzwandlern ein zusätzlicher Widerstand R_r geschaltet wird. Dieser Schaltungstyp wird allgemein als *Instrumentierungsverstärker, Instrumentenverstärker*^[1],

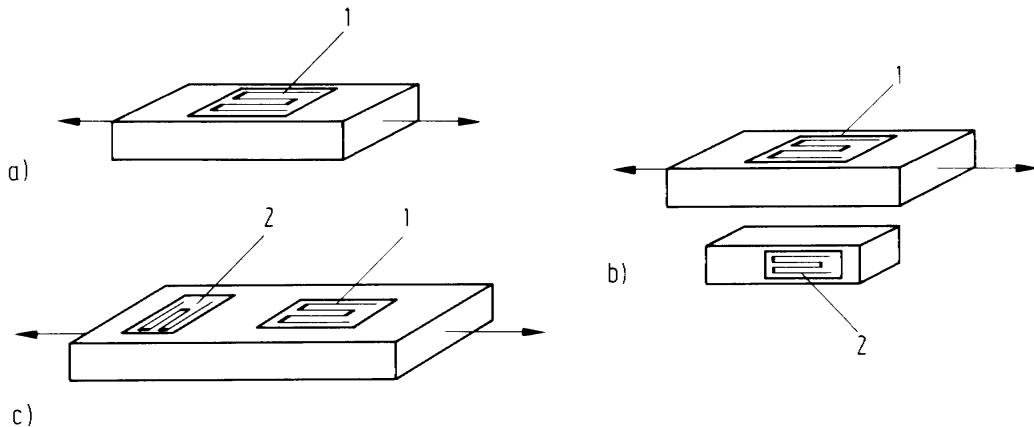
Störgrößen:

Temperatur: Insbesondere Halbleiter-DMS sind stark temperaturabhängig und daher nur in Sonderfällen anwendbar. Ein Großteil des Temperaturfehlers (Temperaturabhängigkeit des Messgitterwiderstands) kann durch Einsatz eines zweiten, unbelasteten DMS im Rahmen einer Vollbrücke kompensiert werden.

3 - Sensorelemente

Ein weiteres Problem ist die Wärmeausdehnung des Prüflings selbst, welche - solange sie ungehindert erfolgen kann - ja gar keine mechanischen Beanspruchung hervorruft und daher auch nicht gemessen werden soll. Vollständige Kompensation erreicht man hier nur über die Verwendung einer *DMS-Vollbrücke* oder mit alternativen Maßnahmen, bei denen die Temperaturdehnung mit einem *DMS* am unbelasteten Bauteil gleichen Werkstoffs zusätzlich gemessen wird (sg. Temperaturkompensations-*DMS*). Die (passiven) Temperaturkompensations-*DMS* werden im Allgemeinen als Halbbrücke mit den aktiven *DMS* verschaltet. Hierdurch wird die temperaturabhängige Dehnung eliminiert.

Die (geringe) Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit K kann nicht kompensiert werden.



- a) Messung mit einem Streifen 1
- b) Verwendung eines zweiten nicht belasteten Streifens 2 zur Temperaturkompensation
- c) Streifen 2 ist senkrecht zur Richtung des Streifens 1 geklebt

Abbildung 22: DMS-Temperaturkompensation

Kriechen: Das Kriechen des *DMS* kommt durch die Federwirkung des Messgitters und die Halte-kraft von Trägerfolie und Klebstoff zustande: Bei konstanter Dehnung nimmt die angezeigte Dehnung leicht ab.

Insgesamt ist der Anteil des Klebstoffs weit größer als der Effekt zwischen Trägerfolie und Messgitter. Er ist jedoch bei den heutigen Klebstoffen in den normalen Anwendungsbereichen relativ gering (weit unter 1%). Problematisch ist der Bereich der Maximaltemperatur des Klebstoffs, hier ist mit stärkerem Kriechen zu rechnen.

Querempfindlichkeit: Die Querempfindlichkeit ist die Tatsache, dass ein *DMS*, der nicht in Längs-, sondern in Querrichtung beansprucht wird, ebenfalls ein Signal abgibt.

Bei Folien-*DMS* haben die Hersteller jedoch Möglichkeiten, die Querempfindlichkeit auf Werte unter 0,1% zu senken.

Feuchtigkeit: Die meisten Trägerwerkstoffe sind hygrokopisch, daher ist der *DMS* ebenfalls empfindlich gegen Luftfeuchtigkeit und sollte unbedingt mit geeigneten Materialien geschützt werden (Abdeckung).

3 - Sensorelemente

Es gibt auch spezielle *DMS*, die zumindest eine Zeit lang gegen Feuchtigkeit resistent sind. Zu beachten ist jedoch, dass dann auch die Kleber unempfindlich sein müssen.

Hydrostatischer Druck: Der Einfluss von hydrostatischem Druck (oder Vakuum) auf den *DMS* ist gering. Allerdings zeigt sich die Qualität einer Klebung insbesondere unter Vakuum oder hohem Druck.

Kernstrahlung: Im heißen Bereich von Kernreaktoren können *DMS* nur unter gewissen Bedingungen eingesetzt werden, da hier die Strahlung das Messgitter und damit den Widerstand verändert. Im Weltraum sind *DMS* allerdings schon häufig erfolgreich eingesetzt worden.

Elektromagnetische Felder: Nur sehr starke Magnetfelder (supraleitende Magnete) können überhaupt Signale hervorrufen. Durch geeignete Wahl des Messverstärkers lässt sich der Effekt unterdrücken. In der Praxis ist nicht der *DMS*, sondern das Verbindungskabel zwischen *DMS* und Messverstärker der kritische Bereich: Magnetische Felder sind meist problematisch, elektrische Felder spielen meist keine Rolle, da sie sich gut abschirmen lassen.

3.4.2 Induktivgeber

3.4.2.1 Tauchanker:

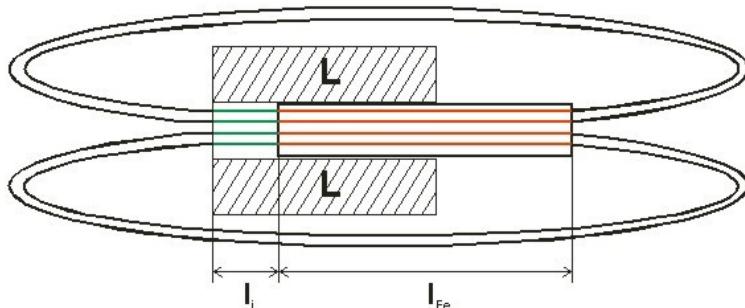


Abbildung 23: Tauchanker

Wird der **Eisenkern einer Spule verschoben** so ändert sich deren **Induktivität**. Dieser Effekt kann zur **Wegmessung** genutzt werden.

Die Induktivität ergibt aus dem **magnetischen Widerstand**:

$$R_m = \frac{l_{ges}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \Rightarrow L = \frac{N^2}{R_m} = N^2 \cdot A_L = N^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l_{ges}} \quad (17) \quad \text{mit}$$

N = Anzahl der Windungen

A = Magnetischer Querschnitt

$l_{ges} = l_L + l_{Fe}$ = Länge der Spule

Da der **magnetische Gesamtwiderstand** durch den "leeren" Teil der Spule bestimmt wird (Serienschaltung der magnetischen Teilwiderstände), folgt aus Gleichung (17) unmittelbar:

$$R_m \approx \frac{l_L}{\mu_0 \cdot A} \Rightarrow L \approx \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{l_L} \quad (18)$$

3 - Sensorelemente

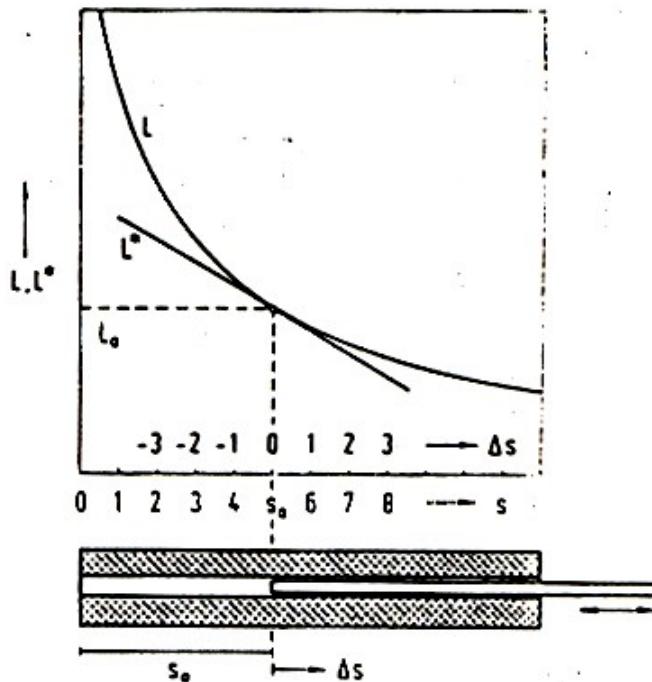


Abbildung 24: Tauchanker-Spule + Kennlinie

Sei nun der Einfachheit halber $l_L = s$. Änderungen in der "Luftlänge" s , und damit der Eintauchtiefe des Tauchankers führen zu einer **Änderung der Spuleninduktivität**:

$$L + \Delta L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{s + \Delta s} =: \frac{k}{s + \Delta s} \quad (19)$$

Wie erwartet wird bei tieferem Eintauchen des Kerns (also kleiner werdendem s) die Induktivität größer. Der Zusammenhang ist aber nichtlinear.

Dieses Verhalten ist für die Auswertung äußerst unangenehm, weil die Empfindlichkeit mit dem Eintauchen des Ankers immer mehr zunimmt.

Wird eine zweite, identische Spule am gleichen Eisenkern angebracht und beide Spulen im Rahmen einer Halbbrücke verschaltet ergibt sich eine Linearisierung.

Man spricht von einem Differentialtauchanker.

Die Brücke muss natürlich mit Wechselspannung gespeist werden.

3 - Sensorelemente

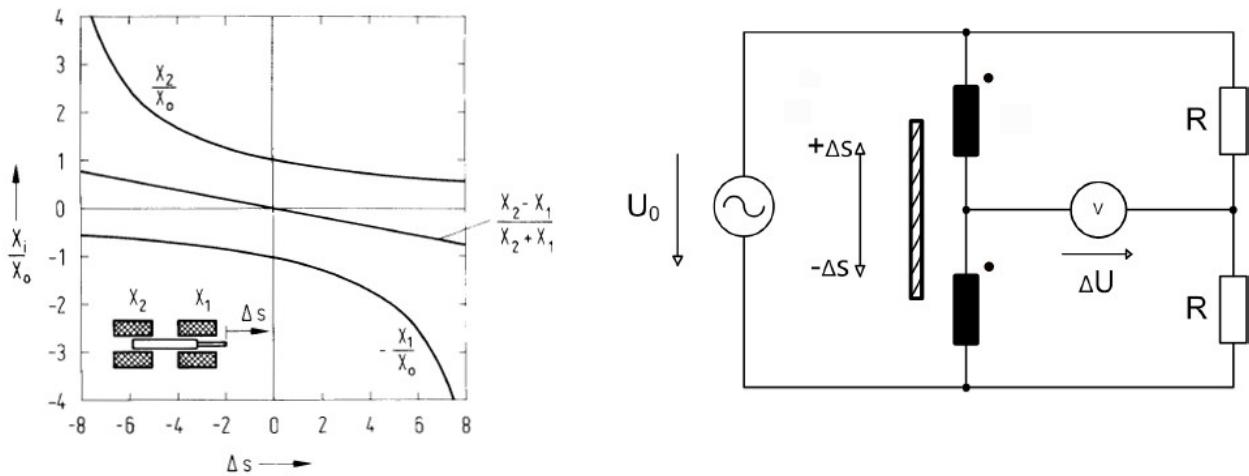


Abbildung 25: Differentialtauchanker mit Auswerteschaltung (Halbbrücke)

Beispiel 7: Ermittlung des Betrages der Brückenspannung in Abhängigkeit von s für obige Differential-Tauchanker-Anordnung!

$$U_0 \cdot \left(\frac{\omega \cdot L_2}{\omega \cdot L_1 + \omega \cdot L_2} - \frac{1}{2} \right) = \Delta U = U_0 \cdot \frac{\omega \cdot L_2 - \frac{1}{2} \cdot (\omega \cdot L_1 + \omega \cdot L_2)}{\omega \cdot L_1 + \omega \cdot L_2} = \frac{1}{2} \cdot U_0 \cdot \frac{\omega \cdot L_2 - \omega \cdot L_1}{\omega \cdot L_1 + \omega \cdot L_2} = \frac{1}{2} \cdot U_0 \cdot \frac{L_2 - L_1}{L_1 + L_2}$$

$$L_1 = \frac{\mu_0 \cdot A \cdot N^2}{s + \Delta s} = \frac{k}{s + \Delta s} = L + \Delta L, \quad L_2 = \frac{\mu_0 \cdot A \cdot N^2}{s - \Delta s} = \frac{k}{s - \Delta s} = L - \Delta L$$

$\rightarrow U_d = U_0 \frac{1}{2} \frac{(X_1 - X_2)}{(X_1 + X_2)}$

$$\Delta U = \frac{1}{2} \cdot U_0 \cdot \frac{L_2 - L_1}{L_1 + L_2} = \frac{1}{2} \cdot U_0 \cdot \frac{\frac{k}{s - \Delta s} - \frac{k}{s + \Delta s}}{\frac{k}{s + \Delta s} + \frac{k}{s - \Delta s}} = \frac{1}{2} \cdot U_0 \cdot \frac{(s + \Delta s) - (s - \Delta s)}{(s - \Delta s) + (s + \Delta s)} = \frac{1}{2} \cdot U_0 \cdot \frac{\Delta s}{s}$$

Man realisiert damit Messbereiche von ca. 1-500mm bei Auflösungen bis in den Submikrometer-Bereich (ca. 0,1μm). Wird die Differential-Tauchanker-Anordnung drehbar gelagert können damit auch Winkeländerungen gemessen werden.

Beispiel 8: Ermittlung des Betrages der Brückenspannung für eine Differential-Tauchanker-Anordnung nach Bsp. 7 mit $U_0 = 50V$, $\Delta s = 1mm$, $L_0 = 1mH$, $N = 750$, $A = 1,5mm^2$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-6} Vs/Am$.

$$L_0 = \frac{\mu_0 A N^2}{s} \Rightarrow s = \frac{\mu_0 A N^2}{L_0} = \frac{4\pi \cdot 10^{-6} \cdot 1.5 \cdot 10^{-6} \cdot 750^2}{10^{-3}} = 10.6mm$$

$$\Delta U = \frac{1}{2} U_0 \frac{\Delta s}{s} = \frac{1}{2} 50 \frac{1}{10.6} = 2.358V$$

Der Tauchanker kann auch als Trafo mit drei Wicklungen zum Differenzialtrafo ausgebaut werden. Das Verhalten der übertragenen Spannung steht ebenfalls streng linear zur Wegänderung.

3 - Sensorelemente

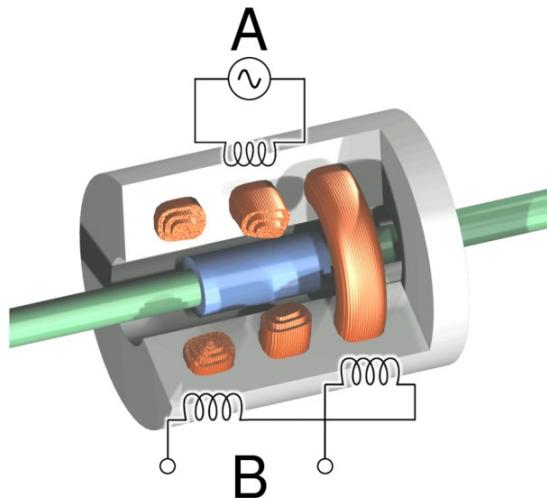


Abbildung 26: Differenzialtrafo

Hierbei sind beidseitig einer **mittigen Erregerspule** (A in Abb. 26) zwei Sekundärspulen (B) symmetrisch angebracht. An der Primärspule liegt eine Wechselspannung mit konstanter Amplitude und konstanter Frequenz an.

Ein mechanisch **beweglicher Weicheisenkern** (blau), verändert die **Kopplungsfaktoren** zwischen den Spulen. Befindet er sich in der **Mittellage**, so ist die Anordnung symmetrisch, die Spannung von Sekundärspulen hebt sich auf und es entsteht **kein Ausgangssignal**. Wird er **verschoben**, so liegt eine **ungleiche magnetische Kopplung** vor und es entsteht dadurch eine **Ausgangsspannung an den Sekundärspulen**.

Durch eine Korrelation mit der Erregerspannung lässt sich ein Richtungssignal erzeugen. Der Messbereich liegt zwischen $\pm 0,5\text{m}$ und $\pm 1\text{mm}$.

Werden die Wicklungen um 90° versetzt angeordnet, so kann man den Differenzialtrafo zur Winkelmessung herangezogen werden. Diese Anordnung ist als "Resolver" bekannt.

Die Rotorwicklung wird über Schleifringe und Bürsten nach außen geführt. Heutige Resolvers sind üblicherweise bürstenlos, die Information des Rotors wird induktiv übertragen. Im Gegensatz zu einem Inkrementalgeber liefert der Resolver **innerhalb einer Umdrehung** (Polteilung) ein **absolutes Winkelsignal** und muss daher nach dem Einschalten nicht referenziert werden

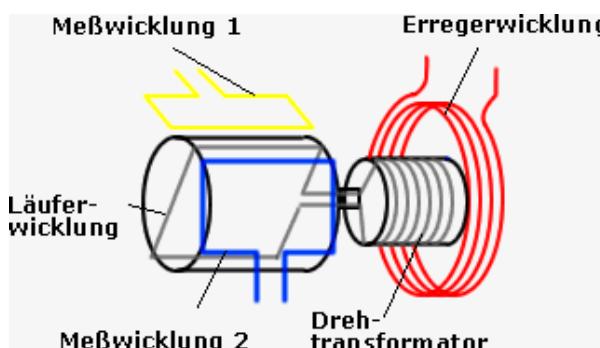


Abbildung 27: Resolver mit Läufererregung

3 - Sensorelemente

Wird der Läufer (Rotor) mit einem hochfrequenten Signal (einige $k\text{Hz}$) beaufschlagt (**Rotorerregung**), entsteht ein mit dieser Frequenz **pulsierendes** und mit der Drehzahl des Rotors **rotierendes Magnetfeld**, welches die Messwicklungen im Ständer durchsetzt und dort entsprechende Messspannungen induziert.

Diese Messspannungen pulsieren mit der gleichen Frequenz und Phasenlage wie das Erregersignal. Ihre Amplituden sind jedoch von der Stellung der Läuferwicklung abhängig.

Die eigentliche Lageinformation liegt in der Hüllkurve der Messsignale.

Diese muss aus den Messsignalen extrahiert werden. Dazu wird das Messsignal von der Auswerte-elektronik mit einem Analog-Digital-Wandler immer genau dann abgetastet, wenn das Erregersignal sein Maximum erreicht. Da das Erregersignal in der Auswerte-elektronik gebildet wird, sind die erforderlichen Abtastzeitpunkte exakt bekannt. Die Auswerte-elektronik erfasst damit lediglich die Scheitelwerte der Messsignale.

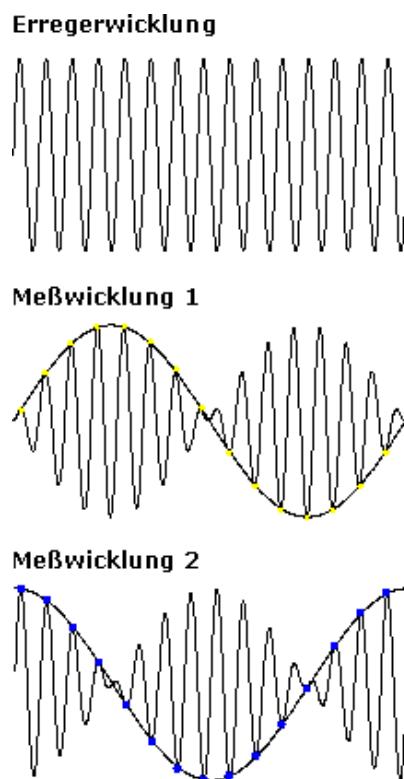


Abbildung 28: Spannungen am Resolver

Übrig bleiben **sinus- bzw. cosinusförmige Signalverläufe**, die die eigentliche Lageinformation enthalten. Über die Gleichung

$$\alpha = \arctan\left(\frac{U_1}{U_2}\right) \quad (20)$$

lässt sich der **Lagewinkel** berechnen. Diese Aufgabe übernimmt im allgemeinen die Software des Stellgerätes.

Es können aber auch umgekehrt die Statorwicklungen mit einem jeweils um 90° phasenverschoben-

nen, sinusförmigen Erregersignal beaufschlagt werden (**Statorerregung**).

Steht der Rotor genau gegenüber der Statorwicklung 1, ist die Phasenlage der Rotorspannung 0° , steht der Rotor hingegen gegenüber der Statorwicklung 2, ist die Phasenlage der Rotorspannung 90° . Bei mittiger Rotorposition zwischen den Statorwicklungen ist die Phasenlage der Rotorspannung 45° .

Während einer Umdrehung des Rotors liefert der Resolver eine Wechselspannung, deren Phasenlage sich von $0-360^\circ$ dreht. Die Phasenlage der Ausgangsspannung des Rotors in Bezug auf die Erregerspannung an der Statorwicklung 1 ist also ein Maß für die Winkellage des Rotors.

3.5 Beschleunigung, Kraft und Druck

3.5.1 Piezogeber

Piezoelektrizität wurde im 19. Jahrhundert von den Brüdern Pierre und Jaques Curie vorhergesagt und entdeckt. Auf diese geht auch das folgende, simple, eindimensionale Modell zurück:

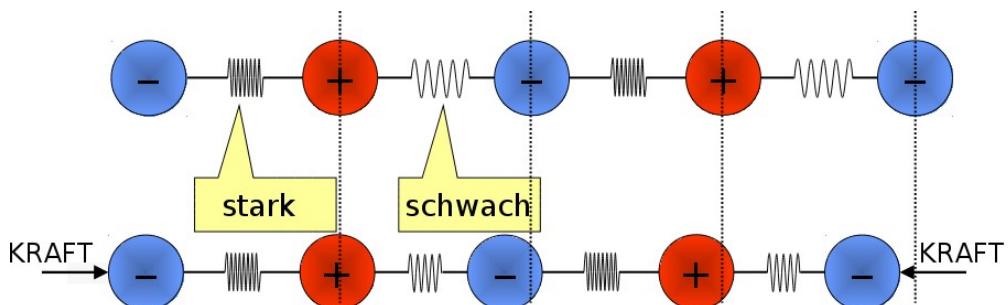


Abbildung 29: Modell zur Veranschaulichung des piezoelektrischen Effekts

Abbildung 29 zeigt einen eindimensionalen Festkörper, welcher aus **zwei Sorten von Ionen**, die jeweils die Ladung $+q$ bzw. $-q$ tragen, aufgebaut ist. Der Aufbau dieser **Einheitszelle** ist **nicht symmetrisch** und **zwei verschieden starke Bindungstypen** sind vorhanden (angedeutet durch die Federn zwischen den Ionen). Der für Piezoelektrizität notwendige **Symmetriebruch** ist damit gegeben.

Wird das System einer mechanischen Spannung ausgesetzt, führt diese zu einer **elastischen Verzerrung** und damit zu einer **induzierten Polarisation** (Die Ladungsschwerpunkte der positiven bzw. negativen Ladungen im Körper verschieben sich). Dies ist der **direkte piezoelektrische Effekt**.

Wird ein **elektrisches Feld** angelegt, sorgt dieses für eine **Verschiebung der Ionen** im Festkörper. Da die Bindungen unterschiedlich stark sind, tritt Deformation, also **elastische Verzerrung** auf. Man spricht vom **inversen piezoelektrischen (Lippman) Effekt**.

Eine **phänomenologische Definition** basierend auf den experimentell leicht zugänglichen Variablen Ladung (Q), Kraft (F), Materialdicke (x) und der angelegten Spannung (U) ist die sogenannte **Sensor-Aktuator-Definition der Piezoelektrizität**.

3 - Sensorelemente

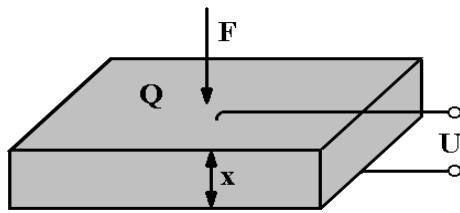


Abbildung 30: Sensor-Aktuator Definition der Piezoelektrizität

Der **piezoelektrische Koeffizient (d_{33})** folgt aus

$$d_{33} = \left(\frac{\partial Q}{\partial F} \right)_V = \left(\frac{\partial x}{\partial U} \right)_F \quad \left[\frac{C}{N} \right] = \left[\frac{m}{V} \right] \quad (21)$$

Der **Index "33"** bezeichnet die **Anregungs- bzw. die Effektrichtung**. Neben den einfach zu verstehenden "Längseffekt" sind auch andere Ursache-Wirkungskombinationen vorhanden. Dabei ist die Ausprägung des Effekts (also die piezoelektrischen Koeffizienten d_{XY}) in der Regel (stark) unterschiedlich groß.

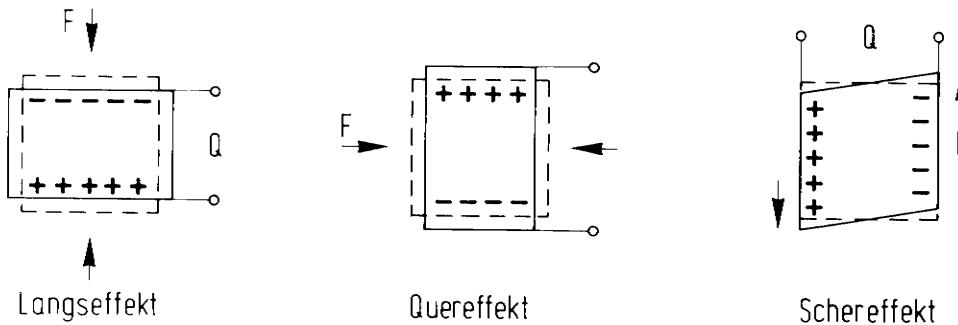


Abbildung 31: Verschiedene Arten piezoelektrischen Verhaltens

Piezoelektrizität ist - wegen der notwendigen Ordnung auf Atom- bzw. Molekülebene - grundsätzlich eine **Eigenschaft von Kristallen**, die den notwendigen **Symmetriebruch in ihrer Struktur** aufweisen ("Piezokeramiken"). Technisch besonders bedeutend ist dabei - neben Quarz - die Kristallklasse der orthorhombischen **Perowskite** (→ Abb. 32).

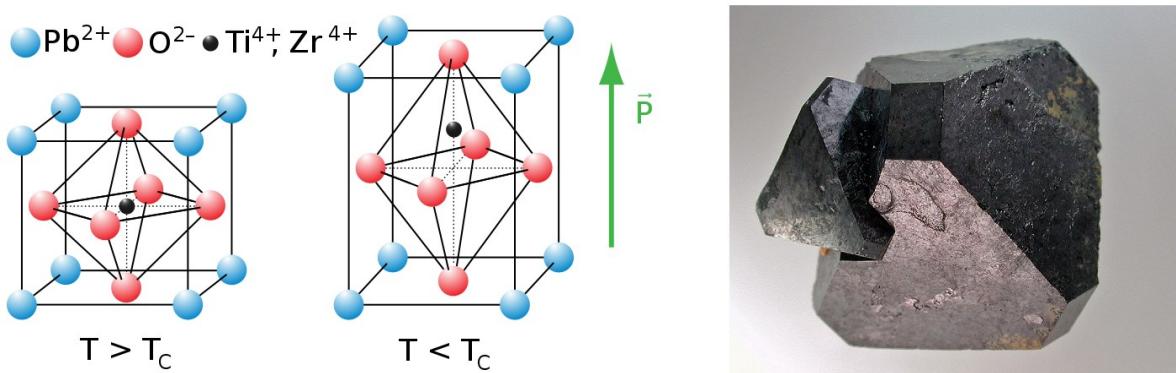


Abbildung 32: Perowskit-Elementarzelle (links); Kalziumtitanat-Perowskit (rechts)

3 - Sensorelemente

Darüber hinaus tritt der Effekt aber auch in einigen **Polymeren** (z. B.: *PVDF*) und **Polymersystemen** (geladene Schäume) auf. Eine Auswahl an verschiedenen Piezomaterialien und die Angabe der zugehörigen Koeffizienten findet sich in Tabelle 4.

Eigenschaften piezo- und pyroelektrischer Materialien bei Raumtemperatur

Material	Curie-Temperatur °C	ϵ_r	piezoelektrische Empfindlichkeit $k(10^{-12} \text{ As/N})$		
			Längseffekt d_{33}	Quereffekt d_{31}	Schereffekt d_{15}
Quarz	—	4,5	2,3	³⁾ —	4,6
TGS ¹⁾	49	30	—	—	—
LiTaO ₃	618	45	5,7	-3	26
BaTiO ₃	120	1000	374	-150	550
Pb(Zr, Ti)O ₃	340	1600	374	-171	584
PbTiO ₃	470	200	51	-6,1	45
PVDF	205 ²⁾	12	30	-20	—

¹⁾ $d_{21}: k = 23,5 \cdot 10^{-12} \text{ As/N}$

²⁾ irreversible Polarisationsverluste bei Temperaturen über 80 °C

³⁾ abhängig von den geometrischen Abmessungen

Tabelle 4: Piezomaterialien. TGS = Triglycinsulfat; LiTaO₃ = Lithiumtantalat; BaTiO₃ = Bariumtitannat; Pb(Zr,Ti)O₃ = Blei-Zirkonat-Titanat; PbTiO₃ = Bleititanat ; PVDF = Polyvinylidenfluorid

Der piezoelektrische Effekt kann genutzt werden um aus der gemessenen Ladung die zugrunde liegende Deformation zu bestimmen. Der Effekt ist nur von der Längenänderung nicht von Geschwindigkeit bzw. Beschleunigung der Deformation abhängig.

Als Geber ausgeführt wird das Prinzip zur **Beschleunigungs- und Kraftmessung an einer seismischen Masse** herangezogen. Anwendung findet der Piezoeffekt auch in **Schwingquarzen, Tonabnehmer, Lautsprechern, Mikrofonen, Feuerzeugen, Einspritzdüsen** von Verbrennungsmotoren, **Tintenstrahl-Druckerpatronen** und **Piezoantrieben**.

Piezoelektrika sind im Allgemeinen Isolatoren. Werden diese mit Elektroden ausgestattet (metallisiert) wird die durch eine äußere Kraft hervorgerufene Polarisation durch die Kompensationsladungen auf den Elektroden "sichtbar". Die erscheinende Ladung ist proportional zur äußeren Kraft und damit - wegen des *Hook'schen Gesetzes* - auch zur Längenänderung.

Der Quarz ist wie eine Stromquelle mit einer verlustbehafteten Kapazität.

3 - Sensorelemente

Die Stromquelle gibt die der Kraft entsprechende Ladung Q stoßartig ab.

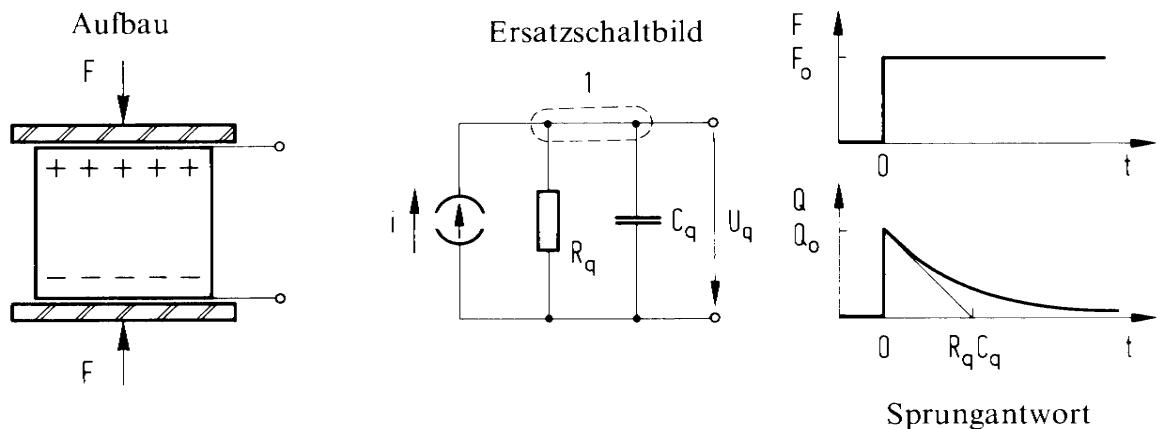


Abbildung 33: Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Elements (Kondensator)

Beispiel 9: Ein Quarz mit einer Empfindlichkeit von $k = 2,3 \cdot 10^{-12} \text{ As/N}$, der Fläche 10 cm^2 , der Dicke 1 mm , dem spezifischen Widerstand $\rho = 10^{14} \Omega \text{ cm}$ und der relativen Dielektrizitätszahl $\varepsilon_r = 5$ wird mit einer Kraft von $F = 1 \text{ kN}$ belastet. Wie groß ist die Spannung infolge des Piezoeffektes? Wann ist die Ladung abgeklungen?

$$R_q = \frac{\rho l}{A} = \frac{10^{12} * 10^{-3}}{10 * 10^{-4}} = 10^{12} \Omega, C_q = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} = \frac{8.8542 * 10^{-12} * 5 * 10 * 10^{-4}}{10^{-3}} = 44.27 \mu\text{F}$$

$$Q = kF = 2.3 * 10^{-12} * 10^3 = 2.3 * 10^{-9} \text{ As}, \quad U_q = \frac{Q}{C_q} = 51.95 \text{ V}, \quad \tau = R_q C_q = 44.27 \text{ s}$$

$t_\infty \approx 5\tau = 221.35 \text{ s}$... Abklingdauer

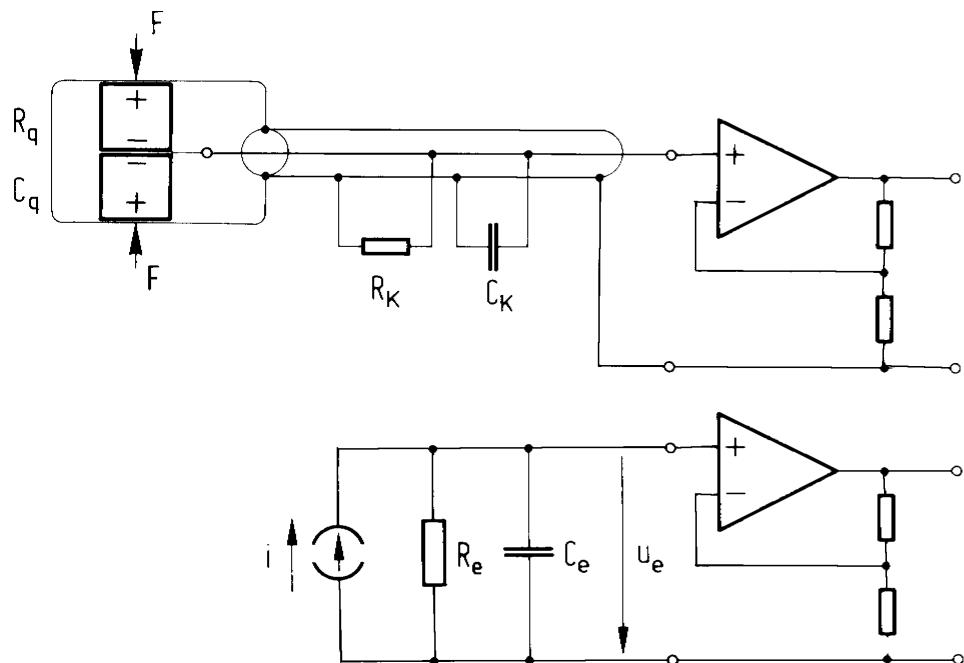


Abbildung 34: Piezoelement mit Spannungsverstärker

Aufwendig ist die Messung wegen des großen geforderten Isolations- und Eingangswiderstandes des nachfolgenden Verstärkers.

Erschwerend kommt dazu, dass durch die Parallelschaltung von Leitungs- und Eingangskapazität der Wert der erzeugten Spannung gedrückt und zusätzlich durch die parasitären Widerstände rascher abgebaut wird.

Wird der Quarz im Kurzschluss betrieben so kann die gesamte Ladung abgesaugt und gespeichert werden. (Ladungsverstärker). Ideal wäre $R_g = \infty$, da dann die Deformation direkt messbar wird (Integrator).

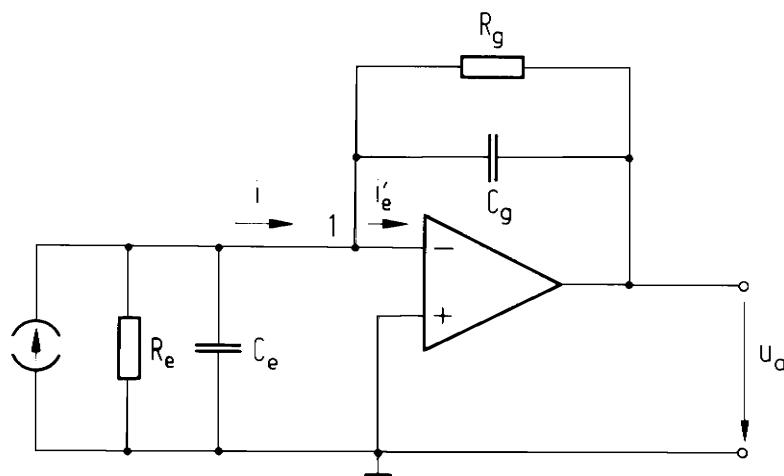


Abbildung 35: Piezo-Ladungsverstärker

Eine weitere Möglichkeit ist der direkte Einbau des Verstärkers in den Sensor um Kabelverluste zu umgehen. Weiters wird durch Kombination von zwei Scheiben eine vollständige Abschirmung möglich.

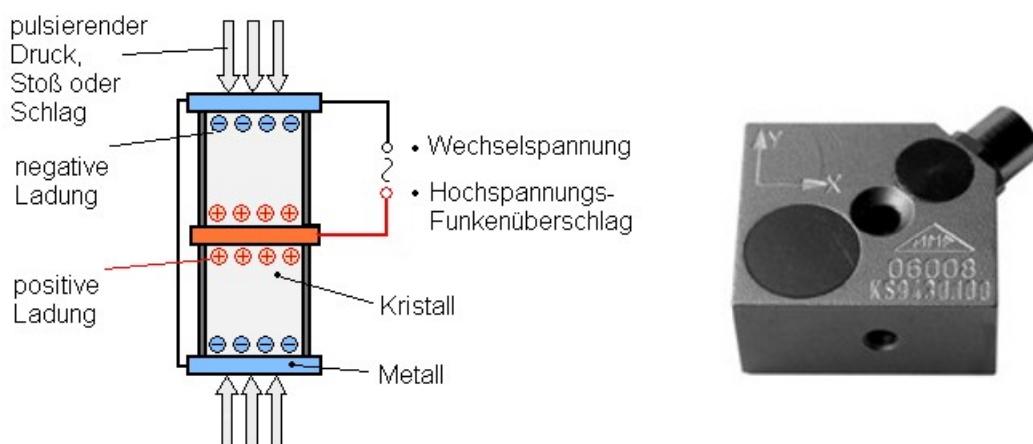


Abbildung 36: Piezoelement mit zwei Scheiben (li.) - Piezo-Triaxial-Beschleunigungssensor (re.)

3 - Sensorelemente

Piezo-Beschleunigungssensoren werden typischerweise mit eingebautem Verstärker, die über die Signalleitung mit Gleichspannung versorgt werden ("Phantomspeisung") ausgeliefert, sodass das **Messsignal eine zur Beschleunigung proportionale Spannung** ist.

Die Empfindlichkeiten richten sich nach dem Messbereich, z. B. $10V/g$ bei einem Messbereich von $\pm 0,6g$ bzw. $20mV/g$ bei Messbereich $\pm 5000g$.

3.5.2 Piezoresistive Geber:

Zur Druckmessung in Flüssigkeiten und Gasen werden piezoresistive Geber aus Silizium herangezogen. Sie sind bereits als Brücken im Sensor ausgeführt.

Es handelt sich dabei um ein DMS-System aus mehreren Streifen die entweder auf einer Metallmembran aufgeklebt oder gänzlich durch Ätztechnik hergestellt sind.

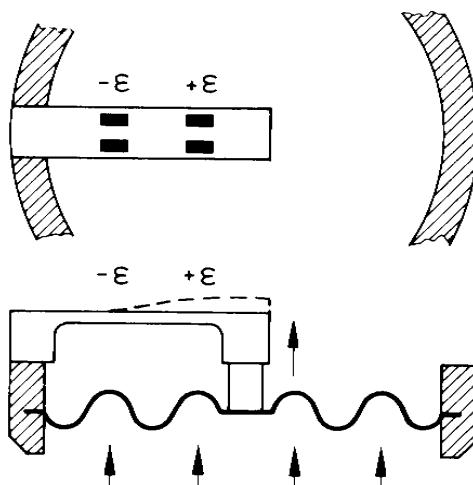


Abbildung 37: DMS Drucksensor mit Metallmembran

Unter idealen Voraussetzungen sind bei einem **Bezugsdruck** alle Widerstände gleich groß. In diesem Fall ist die Messbrücke abgeglichen; die **Brückenspannung ist gleich null**. Die **druckabhängige Veränderung der Widerstände** führt zur Verstimmung der Brücke und somit zum **Anwachsen der Brückenspannung**.

Diese elektrische Spannung wird mit einem **Messverstärker** verarbeitet, der zwei **hochohmige symmetrische Eingänge** besitzen muss, mit denen die Potentialdifferenz erfasst wird. Das **Ausgangssignal** ist mit guter Näherung **proportional zum Druckunterschied**.

Mit piezoresistiven Drucksensoren ist auch die **Erfassung von statischen Drücken / Beschleunigungen** möglich. Nachteilig ist die **eingeschränkte Auflösung** bedingt durch das **Widerstandsrauschen**.

3 - Sensorelemente

Aufbau eines Federkörpers aus einem 3-Lagen-Blech mit aufgestäubtem Dehnungsmeßstreifen
 1 geätztes Blech 0,3 mm CuBe, 2 nicht geätzte Folie 0,01 mm AgPd, 3 durchgehendes Blech 0,03 mm CuBe

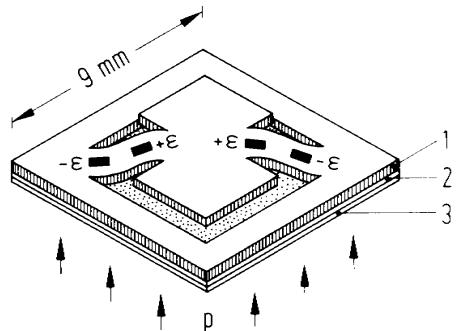


Abbildung 38: Sensor mit geätzter Membran

3.6 Drehzahl

3.6.1 Digitalmessung

Drehzahlsensoren geben meist eine Frequenz als Messsignal aus. Auf einer umlaufenden Welle werden sich vorbei bewegende Markierungen (m) gezählt und mit der zugehörigen Zeitspanne in Relation gesetzt. Es gilt : $f = n \cdot m$ (n ...Drehzahl, f ...Frequenz)

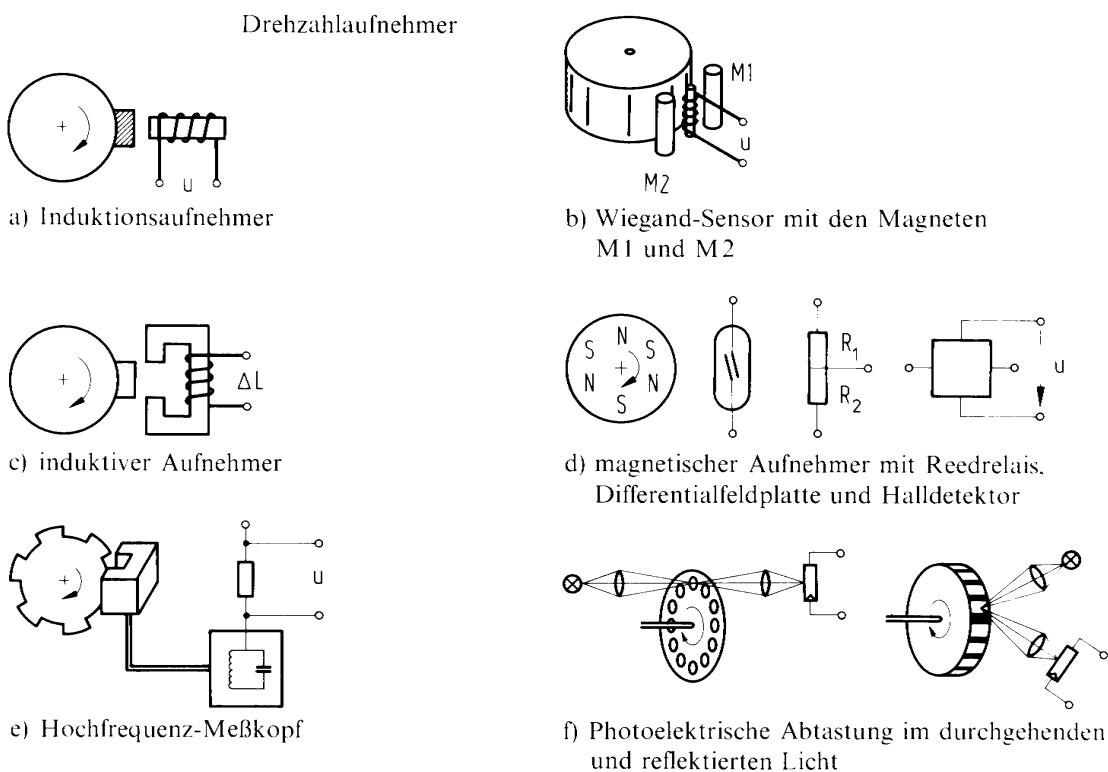


Abbildung 39: Digitale Drehzahlsensoren

In obiger Abbildung sind einige der üblichen Aufnehmerprinzipien zur digitalen Drehzahlmessung dargestellt. Die Auswertung lässt sich auf die digitale Frequenzmessung zurückführen.

- **Induktionsaufnehmer:** Durch Magneten induzierter Spannungsimpuls in Spule wird ausgewertet (Beispiel: Fahrradtachometer).
- **Wiegandsensor:** enthält als wesentliches Bauelement den sg. Wiegand-Draht, der durch parallele weich- und hartmagnetische Bereiche eine Hysteresekurve mit (meist zwei) ausgeprägten Sprungstellen aufweist. Er besteht aus einer speziellen Legierung mit einem hartmagnetischen Metall als Mantel und einem weichmagnetischen Metall als Kern. Die beiden Bereiche reagieren in Gegenwart eines Magnetfeldes unterschiedlich. So ändert der hartmagnetische Mantel seine magnetische Polarisierung nur in Gegenwart stärkerer als die für das Kernmaterial erforderlichen Magnetfelder. Nun wird der gesamte Draht von einem externen Magnetfeld umgeben. Die Feldlinien des weichmagnetischen Metalls richten sich nach denen des externen Felds. Überschreitet das äußere Magnetfeld die Koerzitivfeldstärke kommt es zu einer sprunghaften Ummagnetisierung. Dies ist mit einer Änderung des magnetischen Flusses verbunden welcher mit Hilfe einer Spule nachgewiesen werden kann. Bei Aufnehmern zur Drehzahlmessung werden eine Reihe von Wiegand-Drähten entlang des äußeren Umfangs eines Polrades eingebettet. Ein extern angebrachter Lesekopf erfasst die Pulse der Wiegand-Drähte.
- **Induktiver Aufnehmer:** Im Gehäuse des Induktionsgebers befindet sich eine Spule mit Eisenkern, an dessen Ende ein Dauermagnet sitzt. Über den Eisenkern wird in der Induktionswicklung ein Magnetfeld erzeugt. Durch die Drehung eines Inkrementenrades ändert sich ständig die Magnetfeldstärke in der Spule und es wird eine Wechselspannung induziert. Die Höhe der Spannung hängt von der Drehzahl und dem Luftspalt zwischen Geber und Inkrementenrad ab. Hauptsächlich verwendet im Automotivbereich als ABS-Drehzahlsensoren, als Drehzahl- und Bezugsmarkengeber am Schwungradzahnkranz und als berührungslose Impulsgeber in elektronischen Zündanlagen.
- **Magnetischer Aufnehmer:** Reedkontakt, MDR oder Hallsonde erfassen bewegten Permanentmagneten.
- **Hochfrequenz-Messkopf:** Stromänderung eines durch eine Eisenmarkierung verstimmten Schwingkreises wird nahezu rückwirkungsfrei erfasst
- **Optischer Aufnehmer:** Lichtschranke erfasst Hell-Dunkelsteuerung

Analogmessung:

An einem **Gleichstrommotor** kann im **Generatorbetrieb** eine **drehzahlproportionale Spannung** abgegriffen werden (Tachogenerator). Die Drehrichtung ergibt sich aus der Polarität.