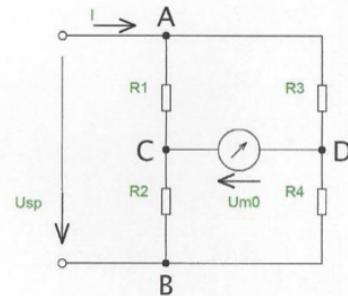


10.2 Das Kompensationsverfahren:

Beim Kompensationsverfahren ist ein Nullabgleich der Brücke notwendig.

- Eine Brücke ist abgeglichen, wenn gilt:

$$U_{m_0} = 0 \quad \text{bzw.} \quad U_{R2} = U_{R4}$$



Da sich beim Spannungsteiler die Spannungsverhältnisse proportional zum Verhältnis der Widerstandswerte verhalten, gilt für die Abgleichbedingung ebenso:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad Gl\ 10.1$$

- Die Abgleichbedingung besagt, dass es auf das Verhältnis der vertikal übereinander liegenden Widerstände ankommt. Die Verhältnisse R_1/R_2 bzw. R_3/R_4 teilen in diesem Fall nämlich die Speisespannung in gleiche Anteile auf und somit besteht in der Brückendiagonale (Klemmen C-D) keine Potentialdifferenz.
- Sind nun von den 4 Widerständen $R_1 - R_4$ im abgeglichenen Zustand drei Widerstände, Beispielsweise R_1, R_3 , und R_4 bekannt, so lässt sich der unbekannte Widerstand $R_2 = R_x$ bestimmen. Die Brückenschaltung im Kompensationsverfahren stellt somit eine Methode zur Bestimmung von Widerständen bzw. kleinen Widerstandsänderungen zur Verfügung.

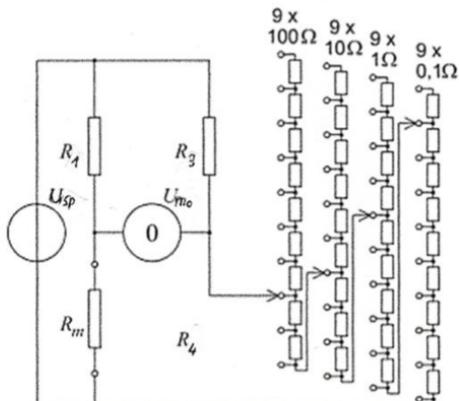


Bild: Wheatstonesche Messbrücke zur Bestimmung eines Widerstandes R_m mittels Widerstandsdekade

vgl: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/a/a7/WhBr_R-Messg.svg

Im abgeglichenen Zustand gilt dann nach Gl 10.1: $R_1 \cdot R_4 = R_m \cdot R_3$

$$R_m = \frac{R_1}{R_3} \cdot R_4 \quad Gl\ 10.2$$

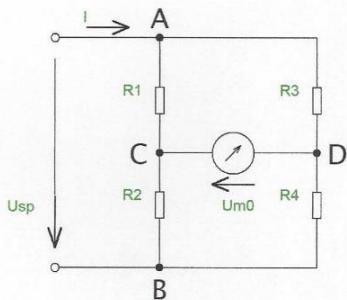
Im Spezialfall $R_1 = R_3$ ist dann der gesuchte R_m gleich dem eingestellten Wert der Dekade R_4

10.3 Das Ausschlagverfahren:

Beim Ausschlagverfahren verändert man einen oder mehrere Widerstände der Brücke in Abhängigkeit einer physikalischen Größe. Zur Messung der Temperatur setzt man beispielsweise temperaturabhängige Widerstände ein. Man betrachtet dann die Diagonalspannung, die sich bei Veränderung der Messgröße, also beispielsweise der Temperatur ergibt.

Die Spannung in der Messdiagonale U_{m0} kann relativ einfach auf der Basis eines Zweipol-Ersatzschaltbildes berechnet werden. Hierzu wird jeder Spannungsteilerzweig als Ersatzspannungsquelle mit der Leerlaufspannung U_0 und dem Innenwiderstand R_i betrachtet. Die beiden Ersatzspannungen werden subtrahiert.

Mit einem Umlauf, z.B. in der unteren Masche folgt:



$$U_{m0} = U_{SP} \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$U_{m0} = U_{SP} \cdot \frac{R_4(R_1 + R_2) - R_2(R_3 + R_4)}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}$$

Wird der Zähler ausmultipliziert, heben sich die identischen Produkte $R_2 \cdot R_4$ auf und es ergibt sich die Gleichung für die Leerlaufspannung der Brückenschaltung:

$$U_{m0} = U_{SP} \cdot \frac{R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)} \quad (\text{Leerlaufspannung}) \quad Gl 10.3$$

Zur Berechnung des Ersatzwiderandes „blickt“ man bezüglich der Klemmen C-D in den jeweiligen Spannungsteiler hinein und stellt sich dabei die Speisespannungsquelle U_{SP} als Kurzschluss vor (Zweipoltheorie).

Daraus folgt:

$$R_{CD} = R_{i_{links}} + R_{i_{rechts}} = R_1 \parallel R_2 + R_3 \parallel R_4 \quad Gl. 10.4$$

Bei einer Brückenschaltung mit 4 gleichen Widerständen ergibt dann: $R_{CD} = R$

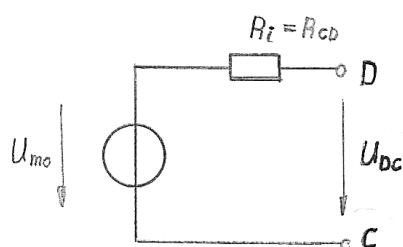


Bild:
Zweipol-Ersatzschaltung einer Brückenschaltung mit der Leerlaufspannung U_{m0} und dem Innenwiderstand R_{CD} .

Beispielaufgabe:

Eine Brückenschaltung besteht aus den Widerständen $R_1 = R_2 = 200 \Omega$, $R_3 = R_4 = 400 \Omega$. Die Speisespannung beträgt $U_{SP} = 5 \text{ V}$.

- Berechnen Sie die Leerlaufspannung.
- Berechnen Sie den Ersatz-Innenwiderstand.

10.4 Die Empfindlichkeit einer Messbrücke:

- Eine wichtige Kenngröße der Brückenschaltung ist die Empfindlichkeit S der Brücke.
 - Die Empfindlichkeit der Messbrücke beschreibt die Änderung der Ausgangsgröße (Brückenspannung U_{m0}) bei einer Änderung der Eingangsgröße, also z.B. die Widerstandsänderung des Messwiderstandes R_2 .
- $$S = \frac{\gamma}{\Delta R_2}$$
- Sie lässt sich mit Hilfe der Zweipol-Ersatzschaltung ermitteln. Dazu wird die Messdiagonale C-D mit einem Nullindikator mit dem Innenwiderstand R_{ni} abgeschlossen.

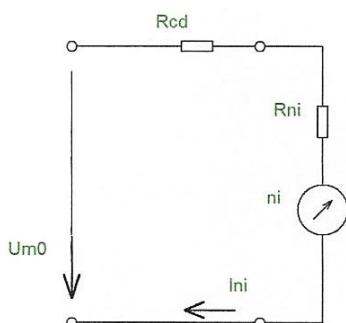


Bild: Zweipol-Ersatzschaltung eines Nullindikators
Quelle: [12]

Für den Strom I_{ni} der in der Brückendiagonalen fließt, gilt dann mit der Skalenkonstanten κ_I und der Summe der angezeigten Skalenteilen γ :

$$I_{ni} = \frac{U_{m0}}{R_{CD} + R_{NI}} = \gamma \cdot \kappa_I \quad Gl. 10.5$$

Als Eingangsgröße für die Empfindlichkeitsberechnung wird die Abweichung ΔR des veränderlichen Widerstandes vom Nominalwert R (also beispielsweise R_2) betrachtet. Diese bezeichnet man als Verstimmung. Die Ausgangsgröße entspricht dem Zeigerausschlag des Nullindikators. Damit erhält man allgemein:

$$S = \frac{\gamma}{\Delta R} = \frac{U_{m0}}{R_{CD} + R_{NI}} \cdot \frac{1}{\kappa_I} \cdot \frac{1}{\Delta R} \quad Gl 10.6$$

10.5 Einteilung von Brückenschaltungen:

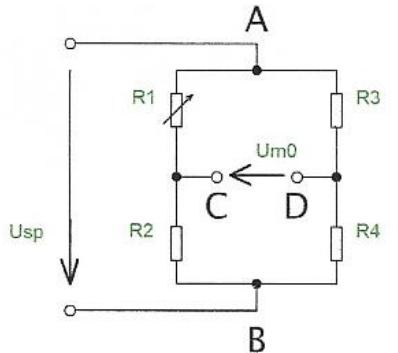
- Brückenschaltungen lassen sich in 4 Gruppen unterteilen:
 - > Viertelbrücken
 - > Halbbrücken
 - > Vollbrücken

Die Berechnung von Brückenschaltungen als Ausschlagbrücke erfolgt auf der Basis der Zweipoltheorie. Für eine vorgegebene Brückenkonfiguration ermittelt man zunächst die Ersatzspannung und den Innenwiderstand und schließt dann den Stromkreis.

10.5.1 Viertelbrücken (Wheatstone Brücke)

Bei der Wheatstone Brücke ist nur einer der vier Widerstände veränderlich, also z. B. ein temperaturabhängiger Widerstand (NTC, PTC, PT100 usw.)

Die Brückenspannung U_{CD} , die durch eine Änderung ΔR vom Nominalwert R der abgeglichenen Brücke hervorgerufen wird, ist ein Maß für die Verstimmung der Brücke.



$$R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$R_1 = R + \Delta R$$

$$U_{sp} = 2V$$

$$R = 100\Omega$$

Bild: Viertelbrücke mit veränderlichem R_1

Für die Brückenspannung U_{m0} gilt mit Gl 10.5 und mit der Bedingung: $R_1=R_2=R_3=R_4=R$:

$$U_{m0} = U_{sp} \cdot \frac{R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)} = U_{sp} \cdot \frac{(R + \Delta R)R - R^2}{(2R + \Delta R) \cdot 2R}$$

$$U_{m0} = U_{sp} \cdot \frac{\Delta R \cdot R}{4R^2 + 2R \cdot \Delta R} = U_{sp} \cdot \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} \quad \text{Gl 10.7}$$

Durch Ausklammerung von $4R$ aus dem Nenner folgt für die Leerlaufspannung:

$$U_{m0} = U_{sp} \cdot \frac{\Delta R}{4R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{2R}} \quad \text{Ausgangsspannung einer Viertelbrücke} \quad \text{Gl 10.8}$$

Der Ersatz-Innenwiderstand ergibt sich mit $R_{CD} = R_i = R_1 \parallel R_2 + R_3 \parallel R_4$

$$R_{CD} = R_i = \frac{(R_1 \cdot R_2)}{R_1 + R_2} + \frac{(R_3 \cdot R_4)}{R_3 + R_4} = \frac{(R + \Delta R) \cdot R}{R + \Delta R + R} + \frac{R \cdot R}{R + R} = \frac{(R + \Delta R)R}{2R + \Delta R} + \frac{R^2}{2R}$$

$$R_{CD} = R_i = R \left(\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} + \frac{1}{2} \right) \quad \text{Ersatz Innenwiderstand Gl. 10.9}$$

Mit den Beispielszahlenwerten eingesetzt ergibt sich für die Leerlaufspannung U_{sp} :

$$U_{m0} = f(\Delta R) = 2V \cdot \frac{\Delta R}{400\Omega} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{200\Omega}} = \frac{1V \cdot \Delta R}{200\Omega + \Delta R}$$

und für den Ersatz-Innenwiderstand:

$$R_{CD} = R_i = 100\Omega \cdot \left(\frac{100\Omega + \Delta R}{200\Omega + \Delta R} + 0,5 \right)$$

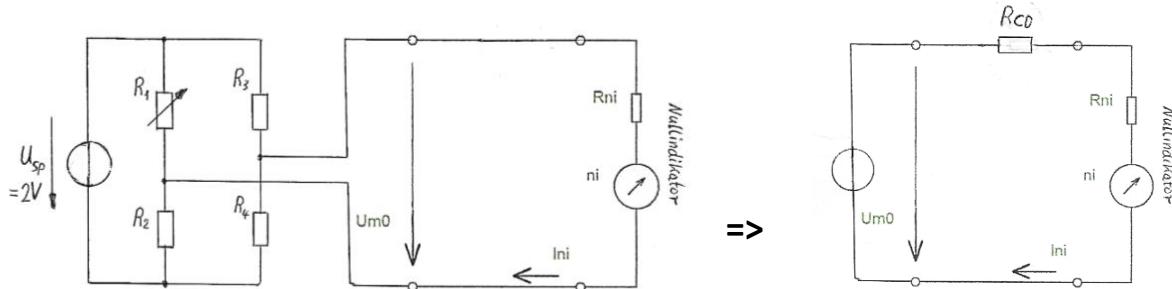


Bild: Messschaltung einer belasteten Viertelbrücke

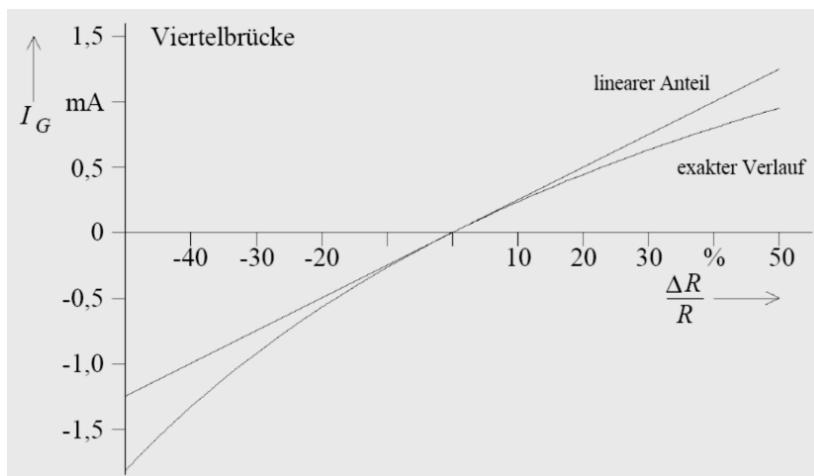
=> Ersatzschaltung

Der Strom in der Messdiagonalen einer belasteten Viertelbrücke (Lastwiderstand $R_{ni}=100\Omega$) beträgt demnach:

$$I_G = I_{ni} = \frac{U_{m0}}{R_{CD} + R_{ni}} = \frac{1V \cdot \Delta R}{200\Omega + \Delta R} \cdot \frac{1}{100\Omega + 100\Omega \cdot \left(\frac{100\Omega + \Delta R}{200\Omega + \Delta R} + 0,5 \right)}$$

$$I_G = I_{ni} = \frac{1V \cdot \Delta R}{200\Omega + \Delta R} \cdot \frac{1}{150\Omega + 100\Omega \cdot \frac{150\Omega + \Delta R}{200\Omega + \Delta R}}$$

Damit erhält man folgenden Stromverlauf in der Brückendiagonalen:



Quelle: [12]

- Der Stromverlauf in der Brückendiagonale und damit auch die Brückenspannung ist bei der Viertelbrücke **nichtlinear** zu Widerstandsänderung ΔR

- Für kleine Brückenverstimmungen, also $\frac{\Delta R}{R} \ll 1$, lassen sich alle Gleichungen stark vereinfachen (linearisieren).

Damit ergeben sich folgende Beziehungen:

$$U_{m0} \approx U_{SP} \cdot \frac{\Delta R}{4R} \quad \text{für } \frac{\Delta R}{R} \ll 1 \quad \text{Gl 10.10}$$

$$R_{CD} \approx R \quad " \quad \text{Gl 10.11}$$

$$I_G = I_{ni} \approx U_{SP} \cdot \frac{\Delta R}{4R} \cdot \frac{1}{R + R_{ni}} \quad " \quad \text{Gl 10.12}$$

- In der Messpraxis wird die Brückenspannung möglichst hochohmig, also Belastungsarm mittels entsprechendem Messverstärker abgegriffen. Somit wird $I_G \approx 0$.
- Damit ist die Brückenspannung $U_d \approx U_{m0}$

Wird anstelle R_1 der Widerstand R_2 variabel gehalten, bleibt der Betrag von U_{m0} gleich, lediglich das Vorzeichen ändert sich.

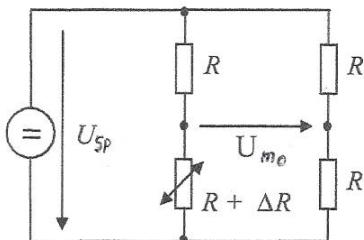
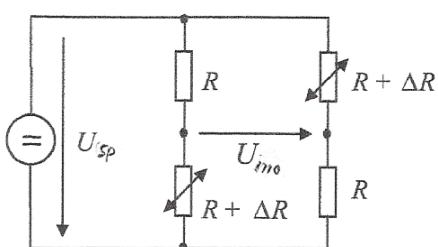


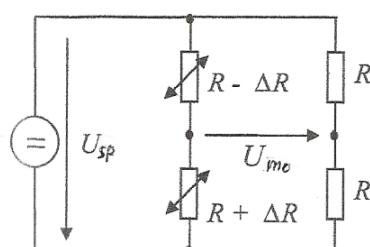
Bild: Viertelbrücke mit veränderbarem R_2

10.5.2 Halbbrücke

Bei einer Halbbrücke sind zwei der vier Widerstände variabel. Hierbei gibt es zwei Möglichkeiten der Realisierung:



a) gleichsinnige Veränderung von R_2 und R_3



b) gegensinnige Veränderung von R_1 und R_2

Für die Variante a): gleichsinnige Veränderung von R_2 und R_3 gilt:

$$R_2 = R + \Delta R, \quad R_3 = R + \Delta R, \quad R_1 = R_4 = R$$

$$U_{m0} = U_{sp} \frac{(R + \Delta R) \cdot (R + \Delta R) - R \cdot R}{(2R + \Delta R) \cdot (2R + \Delta R)} = U_{sp} \frac{2R \cdot \Delta R + \Delta R^2}{(2R + \Delta R)^2} \quad Gl\ 10.13$$

$$U_{m0} \approx U_{sp} \frac{\Delta R}{2R} \quad \text{Näherungsgleichung für kleine } \frac{\Delta R}{R} \quad Gl\ 10.14$$

Für die Variante b) gegensinnige Veränderung von R_1 und R_2 gilt:

$$R_1 = R - \Delta R, \quad R_2 = R + \Delta R, \quad R_3 = R_4 = R$$

$$U_{m0} = U_{sp} \frac{(R + \Delta R) \cdot R - (R - \Delta R) \cdot R}{(2R) \cdot (2R)} = U_{sp} \frac{2\Delta R \cdot R}{4R^2}$$

$$U_{m0} = U_{sp} \frac{\Delta R}{2R} \quad \text{Leerlaufspannung einer Halbbrücke} \quad Gl\ 10.15$$

(hier auch für größere $\frac{\Delta R}{R}$)

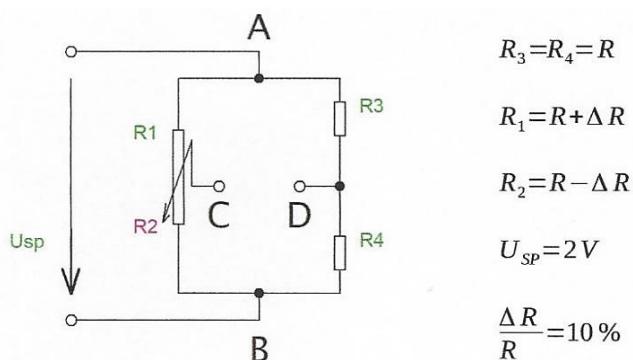
- Die Halbbrücke hat eine doppelte Empfindlichkeit als die Viertelbrücke (vgl. Gl 10.10)
- Variante b) hat den Vorteil, dass sich die Brückenspannung U_{m0} auch für große $\Delta R/R$ streng linear zu ΔR ändert. (ΔR ausschließlich nur im Zähler des Bruches)

Für den Ersatzzinnenwiderstand folgt:

$$R_{CD} = R_i = \frac{(R + \Delta R)(R - \Delta R)}{2R} + \frac{R}{2} = \frac{R^2 + (\Delta R)^2}{2R} + \frac{R}{2} = R - \frac{1}{2} \cdot \frac{(\Delta R)^2}{R}$$

$$R_{CD} = R_i = R \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R} \right)^2 \right] \quad Gl\ 10.16$$

Bekanntes Beispiel einer Halbbrücke:



Die bekannteste Halbbrücke ist die **Schleifdrahtmessbrücke**, bei der die beiden variablen Widerstände durch ein Potentiometer realisiert werden:

Mit den geg. Zahlenwerten erhält man:

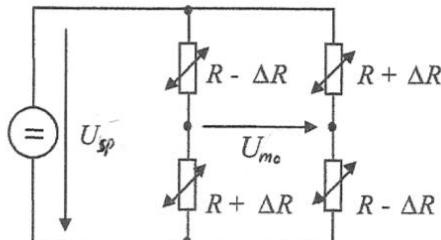
$$U_{m0} = 2V \cdot 10\% \cdot \frac{1}{2} = 100mV$$

Bild: Schleifdrahtmessbrücke

Quelle: [12]

10.5.3 Vollbrücke

Bei einer Vollbrücke sind alle vier Widerstände variabel.



$$R_2 = R + \Delta R, \quad R_3 = R + \Delta R, \quad (R_2 \text{ und } R_3 \text{ gleichsinnig}) \\ R_1 = R - \Delta R, \quad R_4 = R - \Delta R, \quad (R_1, R_4 \text{ gegensinnig zu } R_2, R_3)$$

$$U_{mo} = U_{sp} \frac{(R + \Delta R)^2 - (R - \Delta R)^2}{(2R) \cdot (2R)} = U_{sp} \frac{2R \cdot \Delta R - (-2R \cdot \Delta R)}{(2R)^2}$$

$$U_{mo} = U_{sp} \cdot \frac{\Delta R}{R} \quad \text{Leerlaufspannung einer Vollbrücke} \quad Gl 10.17$$

Für den Ersatz-Innenwiderstand folgt:

$$R_{CD} = R_i = \frac{(R_1 \cdot R_2)}{R_1 + R_2} + \frac{(R_3 \cdot R_4)}{R_3 + R_4} = \frac{(R - \Delta R) \cdot (R + \Delta R)}{R - \Delta R + R + \Delta R} + \frac{(R + \Delta R) \cdot (R - \Delta R)}{R + \Delta R + R - \Delta R}$$

$$R_{CD} = R_i = \frac{R^2 - (\Delta R)^2}{2R} + \frac{R^2 - (\Delta R)^2}{2R} = \frac{2R^2 - 2(\Delta R)^2}{2R}$$

$$R_{CD} = R_i = R - \frac{(\Delta R)^2}{R} \quad \text{Ersatz - Innenwiderstand} \quad Gl 10.18$$

- Die Vollbrücke zeigt eine vierfach höhere Empfindlichkeit als die Viertelbrücke.
- Die Brückenspannung U_{mo} ändert sich auch für große $\Delta R/R$ streng linear.
(ΔR ausschließlich nur im Zähler des Bruches)
- Für Sensoranwendungen haben die Halbbrücke und die Vollbrücke neben der höheren Empfindlichkeit noch den Vorteil der Kompensation aller gleichsinnigen Veränderungen der Sensor-Brückenwiderstände. Dies kann beispielsweise zur Kompensation der Temperatureinflüsse genutzt werden.

Beispiel: Dehnungsmessstreifen.

10.6 Stromspeisung von Ausschlags-Messbrücken

- Neben der bisher betrachteten Spannungseinspeisung lassen sich Messbrücken auch mit Konstantstrom speisen. Der Strom I_0 teilt sich in die Parallelschaltung von (R_1+R_2) und (R_3+R_4) .

Mit dem ohmschen Gesetz lässt sich die sich einstellende Spannung U_0 berechnen, die sich parallel zur Stromquelle einstellt. So lassen sich nachfolgend die Gleichungen der spannungsgepeisten Brücke anwenden.

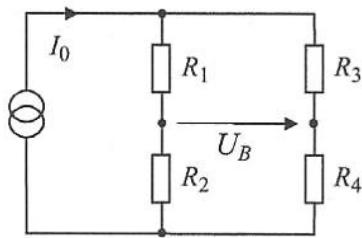


Bild: Stromgespeiste Messbrücke

Quelle: [3] Seite 133

$$U_0 = I_0 \cdot [(R_1 + R_2) // (R_3 + R_4)] = I_0 \cdot \frac{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

Setzt man nun U_0 entsprechend U_{sp} in Gl. 10.3 ein, so erhält man die Brückeleerlaufspannung der stromgespeisten Messbrücke:

$$U_{B0} = I_0 \cdot \frac{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 \cdot R_3 - R_1 \cdot R_4}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}$$

(Anmerkung: Terme $R_2 \cdot R_3$ und $R_1 \cdot R_4$ sind aufgrund der Polarität von U_B gegenüber U_{m0} vertauscht. vgl. Gl 10.3)

$$U_{B0} = I_0 \cdot \frac{R_2 \cdot R_3 - R_1 \cdot R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad \text{Brückenspannung bei Stromspeisung} \quad \text{Gl 10.18}$$

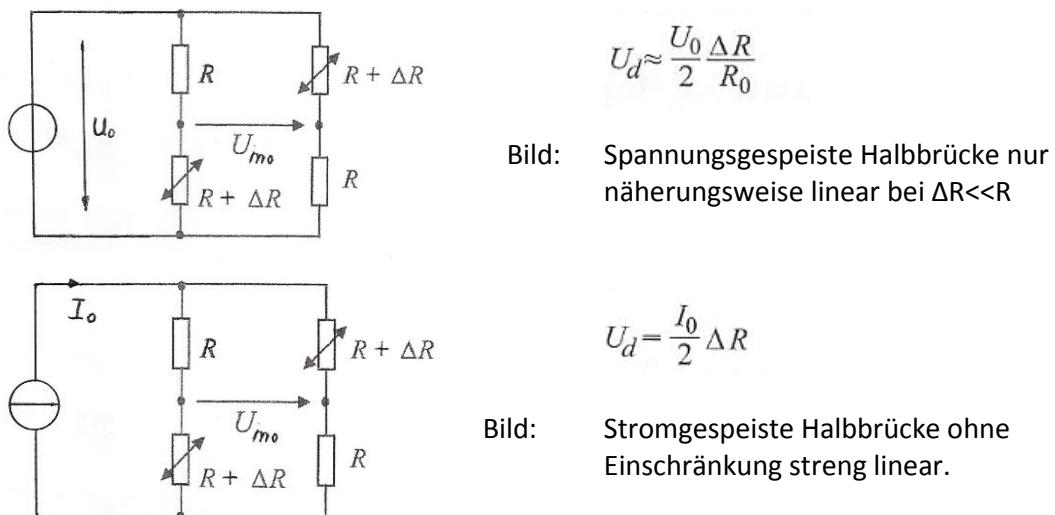
Die Leerlaufspannung der Ersatzspannungsquelle entspricht U_B . Um den Innenwiderstand der stromgespeisten Brücke zu berechnen, wird die Stromquelle gedanklich unterbrochen. Damit errechnet sich R_i zu:

$$R_i = (R_2 + R_4) \parallel (R_1 + R_3) \quad \text{Innenwiderstand bei Stromspeisung} \quad \text{Gl 10.19}$$

Bei Belastung der Brückendiagonalen mit dem Lastwiderstand R_{ni} fließt der Strom I_{ni} in der Brückendiagonalen:

$$I_{ni} = \frac{U_{B0}}{R_i + R_{ni}} \quad \text{Diagonalstrom bei Belastung mit } R_{ni} \quad \text{Gl 10.20}$$

Werden für die stromgespeisten Messbrücken die Brückenspannungen berechnet, so fällt auf, dass diese nicht mehr von der relativen Änderung $\Delta R/R$ sondern von der absoluten Änderung ΔR abhängen. Dies ist vor allem bei hochohmigen Sensorwiderständen von Vorteil. Auch sind einige Brückenkonfigurationen mehr, auch für große ΔR streng linear. (Siehe nachfolgende Tabelle)



10.7 Tabelle der möglichen Widerstands-Brückenkonfigurationen

		U_0 -gespeist	I_0 -gespeist
a		$U_d \approx +\frac{U_0}{4} \frac{\Delta R}{R_0}$	$U_d \approx \frac{I_0}{4} \Delta R$
b		$U_d \approx -\frac{U_0}{4} \frac{\Delta R}{R_0}$	$U_d \approx -\frac{I_0}{4} \Delta R$
c		$U_d \approx -\frac{U_0}{4} \frac{\Delta R}{R_0}$	$U_d \approx -\frac{I_0}{4} \Delta R$
d		$U_d \approx \frac{U_0}{2} \frac{\Delta R}{R_0}$	$U_d = \frac{I_0}{2} \Delta R$
e		$U_d \approx \frac{U_0}{2} \frac{\Delta R}{R_0}$	$U_d = \frac{I_0}{2} \Delta R$
f		$U_d = \frac{U_0}{2} \frac{\Delta R}{R_0}$	$U_d = \frac{I_0}{2} \Delta R$
g		$U_d \approx -\frac{U_0}{4} \left(\frac{\Delta R}{R_0}\right)^2$	$U_d = -\frac{I_0}{4} \frac{\Delta R}{R_0} \Delta R$
h		$U_d = U_0 \frac{\Delta R}{R_0}$	$U_d = I_0 \Delta R$

$$U_d = U_B = U_{m0}$$

Bei Spannungseinspeisung verläuft die Brückenspannung U_d nur bei f und h streng linear zu ΔR . Ansonsten nur Näherung für kleine ΔR .

Bei Stromeinspeisung verläuft die Brückenspannung U_d bei d, e, f, g und h streng linear zu ΔR . Ansonsten nur Näherung für kleine ΔR .

Tabelle:
Brückenspannung U_d unterschiedlicher Brückenkonfigurationen.

Nicht bezeichnete Widerstände: R_0
Mit + gekennzeichnet: $R_0 + \Delta R$
Mit – gekennzeichnet: $R_0 - \Delta R$

Quelle: [4]

10.8 Anwendungsbeispiel aus der Praxis

Piezoresistiver Drucksensor in Vollbrückenschaltung

Prof. Dr.-Ing. M. Thein Kraftfahrzeug-Elektrik/Elektronik
5.2.4 Wichtige Sensoren – Dehnmessstreifen/Piezoresistive Sensoren

The diagram illustrates the internal structure of a piezoresistive pressure sensor. On the left, a cross-sectional view shows a silicon membrane (druckempf. Chip) with four strain gauges (R1, R2/R4, R3) attached. The top surface is exposed to 'Gegendruck' (counterpressure) and the bottom to 'Druck' (pressure). A silicon temperature sensor is integrated into the chip. On the right, a full-bridge circuit is shown. It consists of four resistors: $R_1 + \Delta R$, $R_2 - \Delta R$, $R_3 + \Delta R$, and $R_4 - \Delta R$. The bridge is powered by a battery U_B and outputs a voltage U_{mess} . A parasitic resistance R_T is connected in series with the output U_{mess} .

- Ausführung als monolithischer Halbleiter-DMS mit integriertem Temperatursensor.
- Auslegung für Drücke zwischen 0,05 und 400 bar.
- Grenzfrequenz je nach Bauform bis 100 Hz.

Beispiel **Piezoresistiver Drucksensor**

60

Quelle: Kraftfahrzeug-Elektrik/Elektronik Prof. Dr.-Ing. M. Thein

12.3.6 Zusammenfassung Gleichstrom- und Wechselstrom-Grundschaltungen mit OPV's

Operationsverstärker Gleichstrom-Grundschaltungen mit idealen Operationsverstärkern und einem Eingangssignal

Schaltung	Beschaltung	Ausgangsspannung und Eingangsstrom
invertierender Verstärker		$U_A = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_1$ $I_1 = \frac{U_1}{R_1}$
Strom-Spannungs-wandler		$U_A = -R \cdot I_1$ $U_1 = 0$
nicht-invertierender Verstärker		$U_A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ $I_1 = 0$
Spannungsfolger		$U_A = U_1$ $I_1 = 0$
Spannungs-Stromwandler	<p>a) </p> <p>b) </p> <p>c) </p>	$I_L = U_E / R_L$

Operationsverstärker Gleichstrom-Grundschatungen mit idealen Operationsverstärkern und mehreren Eingangssignalen

Schaltung	Beschaltung	Ausgangsspannung und Eingangsstrom
invertierender Summierverstärker		$U_A = - \sum_{n=1}^N \frac{R_F}{R_n} \cdot U_n$ $I_n = \frac{U_n}{R_n}$
Subtrahierverstärker		$U_A = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_2 - U_1)$ $I_1 = \frac{(R_1 + R_2) \cdot U_1 - R_2 \cdot U_2}{R_1 \cdot (R_1 + R_2)}$ $I_2 = \frac{U_2}{R_1 + R_2}$

Quelle: H.ErT.Z-Online

Zeitabhängige und Wechselstrom-Operationsverstärker -Grundschatungen mit idealen Operationsverstärkern

Schaltung	Beschaltung	Ausgangsspannung und Eingangsstrom
Integrator		$u_A = - \frac{1}{R_1 \cdot C} \int u_E \cdot dt$ $i_E = \frac{u_E}{R_1}$
Differenzierer		$u_a = -R \cdot C \cdot \frac{d(u_e)}{dt}$ $i_e = \frac{u_a}{R_f} = \frac{R \cdot C \cdot \frac{d(u_e)}{dt}}{R_f}$

Tiefpass 1. Ordnung		$\underline{u}_a = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_g}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}$ <p>mit:</p> $\omega_g = \frac{1}{R_2 \cdot C}$ <p>Sprungantwort:</p> $u_a(t) = -u_e \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$
Hochpass 1. Ordnung		$\underline{u}_a = -u_e \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - j \cdot \left(\frac{1}{\omega} / \omega_g\right)}$ <p>mit:</p> $\omega_g = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}$

12.3.7 Der reale Operationsverstärker

Wie bereits weiter oben gezeigt, weichen reale Operationsverstärker von den Annahmen für ideale Operationsverstärker ab. Die Abweichungen werden am Beispiel des Operationsverstärkers UA 741 von ST Microelectronics diskutiert. Zur besseren Übersicht wird die Auswirkung der realen Eigenschaften auf Gleichstrom- und Wechselstrom-Eigenschaften aufgeteilt.

Auswirkung auf Gleichstrom-Eigenschaften

Offene Schleifenverstärkung

Bei der Berechnung von Verstärkerschaltungen wird in vorangegangenen Abschnitten vereinfachend davon ausgegangen, dass die offene Schleifenverstärkung A_D unendlich groß ist.

Bei Verstärkerschaltung wird dadurch die Differenzspannung U_D praktisch zu null, weil die Ausgangsspannung U_A einen endlichen Wert aufweist. Die offene Schleifenverstärkung beträgt beim Operationsverstärker UA 741 $A_D = 2 \cdot 10^5$. Dieser Wert ist ausreichend groß, um die verbleibende Differenzspannung

$$U_D = \frac{U_{AMAX}}{A_D} = \frac{10 \text{ V}}{2 \cdot 10^5} = 50 \mu\text{V} \quad (12.40)$$

in den meisten Rechnungen vernachlässigen zu können.

13 Analog \leftrightarrow Digital-Wandlung

Wie in Kapitel 12.1 dargestellt werden neben der Verstärkung von Messsignalen noch weitere Einheiten zur rechnergestützten, automatisierten Messwerteverarbeitung benötigt.

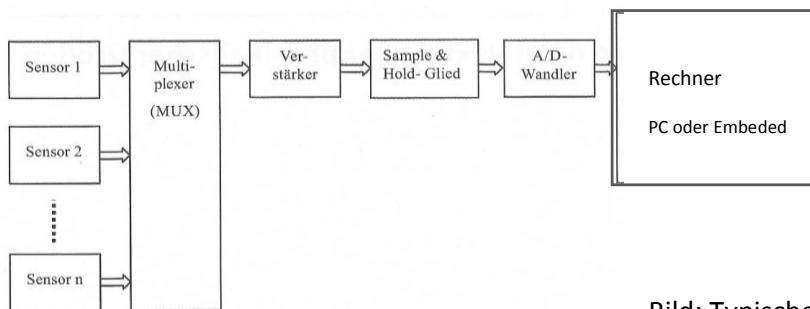


Bild: Typische Messkette vgl.[2]

Die Analog-Digital-Umsetzer (ADU oder auch engl. ADC) verbindet die Welt der analogen Messgrößen mit der digitalen Welt.



Analoge Daten: (natürliche Phänomene):
Kontinuierlicher Wertebereich,
Zeitlich kontinuierlich.

Digitale Daten: diskontinuierliche Werte
Zeitlich gleichmäßig verteilt.

13.1 A/D-Wandler

Ein A/D-Wandler wandelt ein analoges Signal (normalerweise Spannung) in ein digitales Format um. Die Umwandlung umfasst eine Reihe von Schritten, darunter Sampling, Quantifizierung und Coding.

Man unterscheidet heute vier gebräuchliche Verfahren:

- **Parallelverfahren (1 Wort pro Zyklus)**
- **Zählverfahren (Single-/Dual Slope) (1 Digit pro Zyklus)**
- **Sukzessive Approximation (1 Pegel pro Zyklus)**
- **$\Delta\Sigma$ -Verfahren (Überabtastverfahren)**

Auch Mischformen wie Half-Flash-Wandler, Kaskaden $\Delta\Sigma$ -Wandler sind üblich.
Die Wandler unterscheiden sich in Präzision (Bitbreite), Umsetzfehler (Linearität),
Wandlungszeit
(max. Samplerate), Methode, Aufwand, Ausgangsinterface und Preis.
Generell gilt: Je höher die geforderte Umsetzgenauigkeit, desto grösser die notwendige
Umsetzzeit. Ferner je schneller und präziser, desto teurer.

13.1.1 AD-Wandler Kenngrößen

Die Kenngrößen verkörpern Auswahlkriterien.

Auflösung

Sie besagt, welche Wortbreite N in Bits zur Umsetzung verwendet wird. Daraus folgt die

Wandlungsgenauigkeit (Resolution) der AD-Wandlung. Die kleinste umsetzbare Amplitude bei gegebener Wortbreite N wird:

$$x_{min} = Q = \frac{x_{max}}{(2^N - 1)} \quad Gl\ 13.1$$

Q verkörpert die Quantisierungsstufe, d.h. Pegeldifferenz für ein LSB am Ausgang.

Wandlungszeit

Sie beschreibt die minimal notwendige Zeit, die der Wandler zur Umsetzung benötigt.

Abtast-Halteschaltung (Sample&Hold-Schaltung)

Sie hält als Analogspeicher die Eingangsspannung während der Dauer der Wandlung konstant. Das Abtastintervall T_A wird dabei in eine Abtastzeit t_{ST} und eine Haltezeit t_H unterteilt. In der Abtastzeit t_{ST} wird das Eingangssignal erfasst und gespeichert. In der folgenden Haltezeit t_H erfolgt die Wandlung der konstanten Spannung in ein binäres Wort.

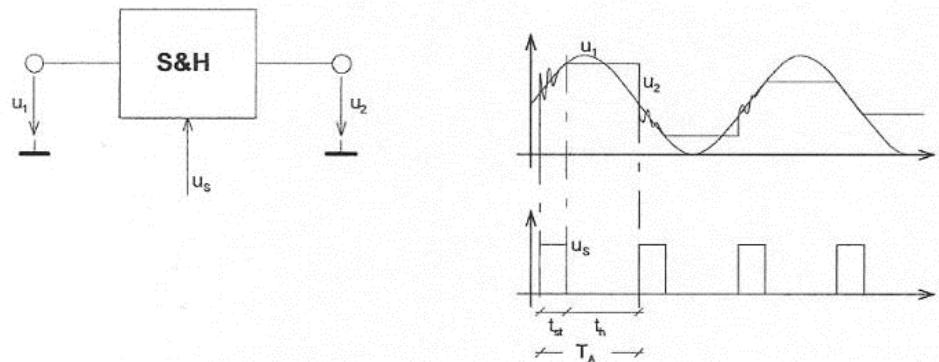


Bild: Sample&Hold-Schaltung mit Darstellung von Takt-Eingangs- und Ausgangssignal

Bildquelle: [18], 4-2

Apertur-Verzögerung

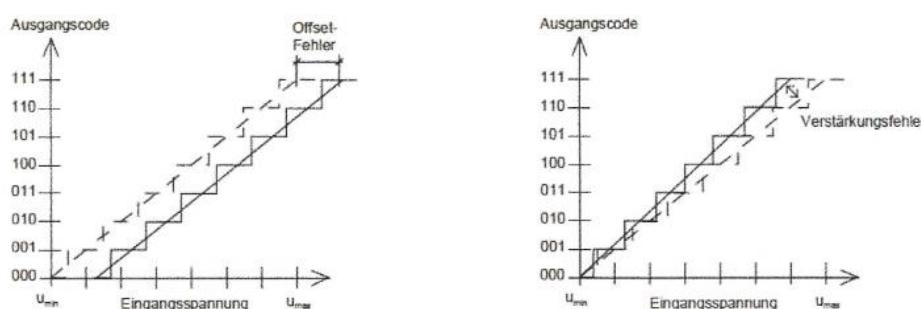
Zeitspanne zwischen dem Anlegen des Haltemodus und dem tatsächlichen Übergang in den Haltemodus.

Apertur-Jitter

Variation der Aperturverzögerung. Der Apertur-Jitter beschränkt die nutzbare Bandbreite des abzutastenden Signals, weil der Einfluss zu einer Verschlechterung des Signal-Rauschabstandes bei höheren Frequenzen führt.

Offset- und Verstärkungsfehler

Offsetfehler äußern sich in einer seitlichen Verschiebung der Umsetzkennlinie. Verstärkungsfehler in einer Abweichung der idealen Steigung. Meist erfolgt eine schaltungstechnische Kompensation.



Offset und Verstärkungsfehler beim AD-Wandler

Bild:

Bildquelle [18], 4-3

Monotonie

Bei gleichmäßig steigender Eingangsspannung wird eine gleichmäßig steigende Ausgangsspannung in Quantisierungsschritten erwartet. Bei Monotoniefehler treten gewisse Ausgangscodes nicht auf (Missing Codes).

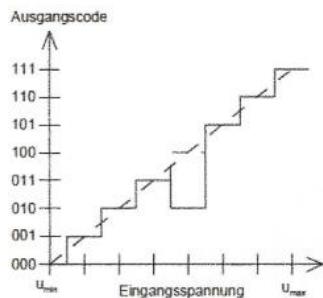


Bild: Monotoniefehler bei AD-Wandler äußern sich in „Missing Codes“

Quelle:[18], 4-3

Integrale Nichtlinearität (INL)

Sie beschreibt den Fehler zwischen quantisiertem Wert und dem idealen kontinuierlichen Wert. Er wird in Anzahl LSB angegeben.

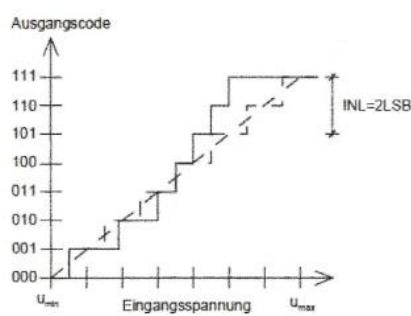


Bild: Integrale Nichtlinearität als Abweichung zwischen tatsächlichem und idealen Wert.

Quelle: [18],4-3

Differenzielle Nichtlinearität

Idealerweise sind alle Quantisierungsstufen gleich breit. Die differenzielle Nichtlinearität (DNL) beschreibt den maximalen Stufenbreitenfehler in Anzahl LSB.

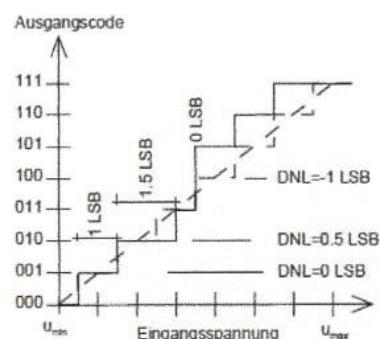


Bild:
Differenzielle Nichtlinearität zeigt sich in unterschiedlichen Quantisierungsstufenbreite.

Quelle: [18], 4-4

13.1.2 Sample & Hold-Schaltungen

Sample und Hold-Schaltungen sind integraler Bestandteil der AD-Wandler. Aufgabe der S&H-Schaltungen ist die Eingangsspannung durch Analogspeicherung während des Umsetzprozesses konstant zu halten. Würde der AD-Wandler ohne S&H-Glied betrieben, könnten nur Eingangsspannungen mit geringen Anstiegsgeschwindigkeiten umgesetzt werden.

AD783	Analog Devices	intern	0.2us	12Bit	50V/us	20mV/s	BIMOS
LF6197	National	10pF(intern)	0.2us	12Bit	145V/us	0.6V/s	BiFET
HA5330	Harris	intern	50ns	12Bit	130V/us	100V/s	Bipolar
AD9100	Analog Devices	22pF(intern)	16ns	12Bit	850V/us	1kV/s	Bipolar
SHM12	Datel	15pF(intern)	15ns	12Bit 350V	500V/s	Bipolar	
AD9101	Analog Devices	intern	7ns	10Bit	1.8kV/us	5kV/s	Bipolar
SHC702	Burr-Brown	intern	0.5us	16Bit	150V/us	0.2V/s	Hybrid
SHC803	Burr-Brown	intern	0.25us	12Bit	160V/us	0.5V/s	Hybrid
SHC49	Datel	intern	0.16us	12Bit	300V/us	0.5V/s	Hybrid
HS9730	Sipex	intern	0.12us	12Bit	200V/us	50V/s	Hybrid
SHM43	Datel	intern	35ns	12Bit	250V/us	1V/s	Hybrid
SHC601	Burr-Brown	intern	12ns	10Bit	350V/us	20V/s	Hybrid
HTS0010	Analog Devices	intern	10ns	8Bit	300V/us	50V/s	Hybrid

²: Zweifach-S&H ⁴: Vierfach-S&H

Quelle: Halbleiter Schaltungstechnik, U.Tietze/ Ch. Schenk, Springer Verlag 1999, 11. Aufl., ISBN 3-540-64192-0, Kapitel 21/ 22

Beispiel : Maximale Anstiegsgeschwindigkeit beim AD-Wandler mit und ohne S&H.

Da für eine fehlerfreie Quantisierung die Spannungsänderung während der Umsetzung kleiner als eine Quantisierungsstufe sein muss, wird die maximale Eingangsspannungsänderung für ein N -Bit Wandler allgemein:

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{max} = 2^{-N} \frac{u_{max}}{t_{con}} \quad u_{max}: \text{Max. Eingangsspannung [V]} \quad GI 13.2$$

t_{con} : Umsetzzeit [s]
 N : Datenbreite des Wandlers [Bit]

So wird für einen 12Bit AD-Wandler ohne S&H-Schaltung mit einem $u_{max} = 10V$ und einer Umsetzzeit $t_{con} = 0.1s$ die maximal zulässige Eingangsspannungsänderung:

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{max} = 2^{-12} \frac{10V}{0,1s} = 0,0244 \frac{V}{s}$$

Wird hingegen eine Sample&Hold-Schaltung verwendet, wird die Umsetzzeit des AD-Wandlers bedeutungslos. An ihre Stelle tritt die Apertur-Jitterzeit t_{apu} . Unter Verwendung eines S&H-Gliedes mit einer Apertur-Jitterzeit von $t_{apu}=3ns$ wird die maximal zulässige Eingangsspannungsänderung:

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{max} = 2^{-N} \frac{u_{max}}{t_{apu}} = 2^{-12} \frac{10V}{3 \cdot 10^{-9}s} = 813 \frac{kV}{s} = 0,813 \frac{V}{\mu s}$$

Obwohl auch das zweite Resultat nicht berauschend ist, erkennt man aus diesem Beispiel die Notwendigkeit einer Sample&Hold-Schaltung für AD-Wandler und kann abschätzen, welche

Anforderungen an den Apertur-Jitter gestellt werden müssen. Ebenso hat die Slew-Rate der S&H-Schaltung einen Einfluss und muss berücksichtigt werden.

13.1.3 Das Parallelverfahren (Flash-AD-Wandler)

Beim Parallelverfahren (Flash-Verfahren) erfolgt eine direkte Umsetzung indem für jeden möglichen Ausgangswert ein eigener Komparator verwendet wird. Parallel-Wandler sind dadurch sehr schnell aber in ihrer Auflösung beschränkt, weil der Aufwand exponentiell ansteigt. In integrierter Technik sind direkte Umsetzraten von >1GHz bei > 8 Bit möglich.

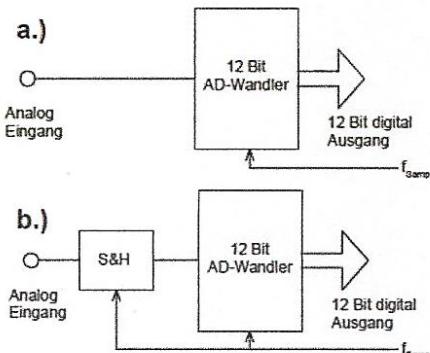


Bild: AD-Wandler ohne und mit Halteglied

Arbeitsweise

Beim Parallelverfahren erfolgt die gesamte Wandlung in einem Taktzyklus. Der Aufwand nimmt aber mit steigender Umsetzgenauigkeit exponentiell zu. Ein 10-Bit Wandler braucht 1023 Komparatoren, deren Schaltpunkte auch präzise sein müssen. Der typische Aufbau eines Parallel-Wandlers ist im folgenden Bild gezeigt.

Die Sample&Hold-Schaltung hält die Eingangsspannung während der Wandlung konstant. Die Ansteuerung erfolgt mit der Abtastfrequenz f_s . Die 2^N-1 Komparatoren vergleichen den gehaltenen Wert mit Referenzspannungen, die aus einer Referenzspannungsquelle über ein Spannungsteilernetzwerk gebildet werden.

Das D-Register speichert die Komparatorzustände. Mit dem Register wird sichergestellt, dass aufgrund unterschiedlicher Komparatorlaufzeiten keine falschen Werte am Ausgang erscheinen. Es erfüllt daher die Funktion eines digitalen Sample&Hold-Gliedes. Ein Codierer liefert am Ausgang den Binärcode der zugehörigen gespeicherten Komparatorzustände.

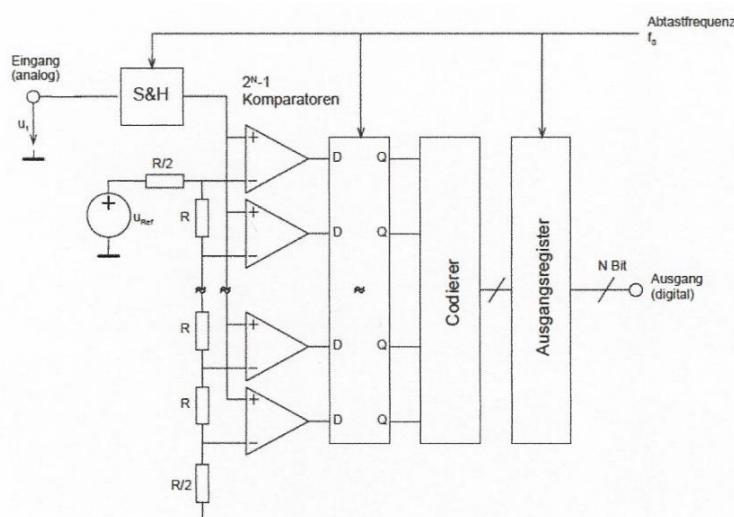


Bild: Blockschaltbild eines AD-Wandlers nach dem Parallel-(Flash) Verfahren

Quelle: [18], 4-10

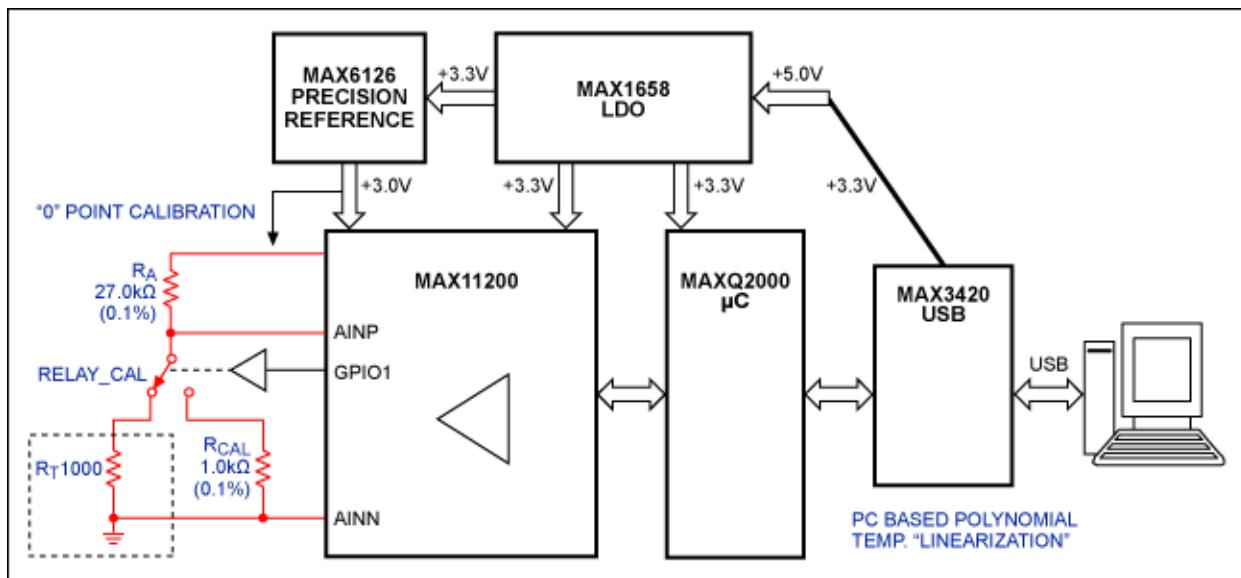


Bild: Blockdiagramm eines Präzisions-Datenerfassungs-Systems (precision data-acquisition system , (DAS)). Basierend auf dem Baustein MAX11200 ADC. Das DAS bietet eine einfache Kalibrierungs- Funktion und eine PC-gestützte Linearisierungsfunktion.

13.1.8 Auswahlkriterien verschiedener AD-Wandler-Konzepte

Hauptkriterien für die Auswahl von Analog-Digital-Umsetzern für elektrische Größen:

- Auflösung,
- Umsetzzeit,
- Störspannungsunterdrückung,
- Kosten.

Auflösung:	8 Bit	12 Bit	16 Bit
Meßzeit:	20 ns	10 μ s	100 ms
Methode:	direkt	seriell	indirekt
Typ:	Parallel	Sukzessive Approximation	Dual Slope

Qualitativer ADU-Vergleich

Verfahren	Anzahl der Rechenschritte	Anzahl der Spannungsnormale	Eigenschaften
Parallel	1	2^{n-1}	sehr schnell, sehr aufwendig
Sukz. Approx.	n	n	schnell
Integration	2^{n-1}	1	langsam, einfacher Aufbau

Technischer ADU-Vergleich

Quelle: Prof. Dr. Helmut Dispert EMT

13.2.1 DA-Umsetzer in CMOS-Technologie

Das folgende Bild zeigt eine einfache Schaltung zum Umwandeln einer Dualzahl in eine proportionale Ausgangsspannung. Die Widerstände sind so dimensioniert, dass bei geschlossenem Schalter ein Strom fließt, der dem betreffenden Stellenwert entspricht. Aufgrund der Gegenkopplung durch den hält der OpV den Summationspunkt auf null, so dass die Teilströme der einzelnen Bits sich rückwirkungsfrei aufsummieren. Die Ausgangsspannung U_a entspricht somit dem Zahlenwert der Eingangs-Dualzahl.

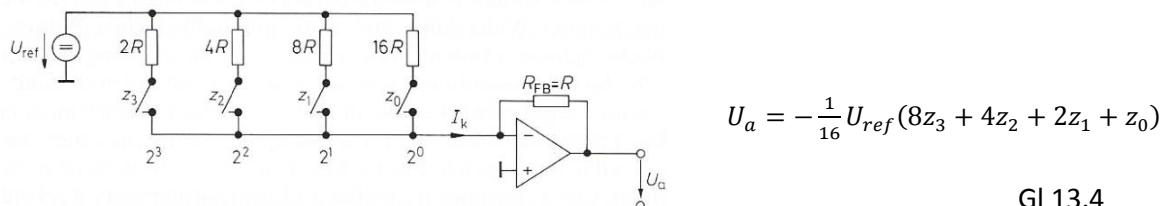


Bild: Prinzip eines DA-Umsetzers

Nachteil dieser einfachen Schaltung, ist u.A. dass die Referenzspannungsquelle, je nach Anzahl der eingeschalteten Bits, unterschiedlich belastet wird, was bei einem $R_i > 0$ Spannungsschwankungen hervorrufen würde. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Herstellung unterschiedlicher Widerstände mit hoher Genauigkeit, speziell in integrierten Schaltkreisen sehr aufwendig ist. Beide Nachteile vermeidet folgendes, heute übliches Schaltungskonzept.

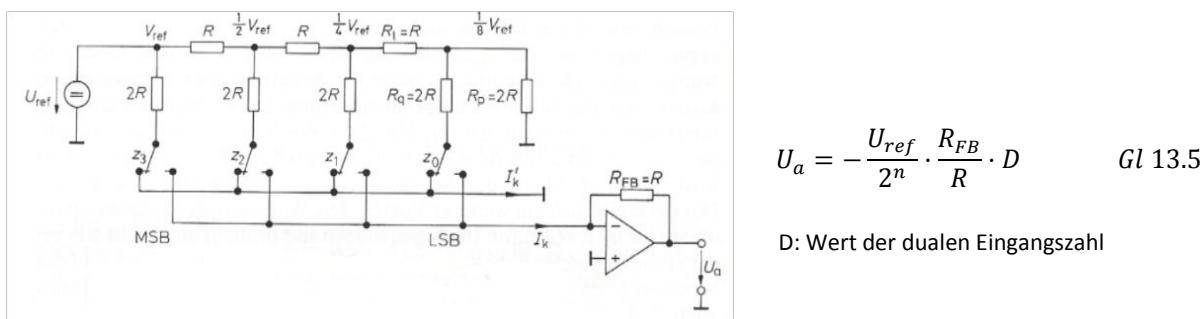


Bild: DA-Umsetzer mit R-2R-Leiter (gebräuchliche Schaltung in CMOS-Technologie)

13.2.2 DA-Umsetzer in Bipolar-Technologie

In Bipolartechnologie lassen sich auf einfache Weise Konstantstromquellen realisieren, welche die bit-proportionalen Einzelströme als Beitrag zum Ausgangsstrom liefern. Dies führt letztlich zu folgendem Schaltungsprinzip.

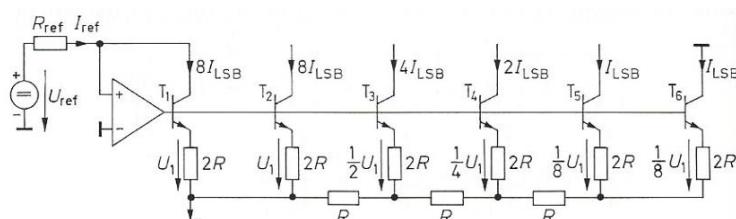


Bild: Erzeugung gewichteter Konstantströme in Bipolar-technologie

Der Summenstrom I wird mittels Abschlusswiderstand in eine Ausgangsspannung U_a umgesetzt.

13.2.3 DA-Umsetzer für bipolare Ausgangsspannung

Die bisherigen DA-Wandler-Konzepte liefern aus einem digitalen Datenwort jeweils eine unipolare Spannungen 0...5V oder 0...10V. Werden bipolare Ausgangsspannungen benötigt, wie das beispielsweise in der Audio-Technik oder bei der synthetischen Erzeugung beliebiger Kurvenformen der Fall ist, kommt folgendes Konzept zum Tragen. Der Zahlenraum auf der Digitalseite muss in den Bereich der negativen Zahlen erweitert werden. Die übliche Darstellungsform für Dualzahlen mit beliebigem Vorzeichen ist das Zweierkomplement. Mit 8 Bit kann auf diese Weise der Bereich von -128 bis +127 dargestellt werden.

Dezimal	Zweierkomplement								Offset-Dual								Analog	
	v_z	z_6	z_5	z_4	z_3	z_2	z_1	z_0	z_7	z_6	z_5	z_4	z_3	z_2	z_1	z_0	U_1/U_{LSB}	U_a/U_{LSB}
127	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-255	127
126	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	-254	126
1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	-129	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	-128	0
-1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	-127	-1
-127	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	-1	-127
-128	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-128

Bild: Verarbeitung negativer Zahlen bei der DA-Umsetzung

Quelle: [19], Seite 760

Zur Eingabe in den DA-Umsetzer verschiebt man den bipolaren Zahlenraum durch Addition von „128“ in den unipolaren Bereich 0...255. Die Bereichsmitte „128“ bedeutet eine Null. Die Darstellung vorzeichenbehafteter Zahlen durch rein positive Dualzahlen wird als Offset-Dualdarstellung (Offset Binary) bezeichnet.

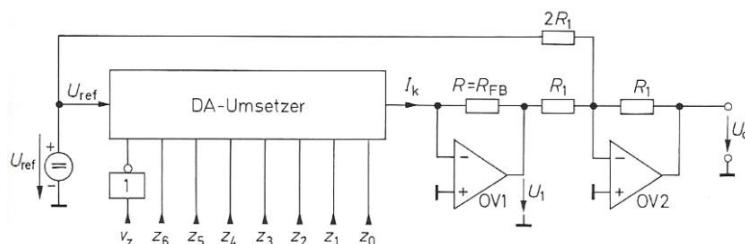


Bild: DAU mit bipolarem Analogausgang

$$U_a = U_{ref} \frac{Z}{256}$$

für $-128 \leq Z \leq 127$

Quelle: [19], Seite 761

Um eine Ausgangsspannung mit dem richtigen Vorzeichen zu bekommen, wird die Addition des Offsets auf der Analogseite wieder rückgängig gemacht. Dazu subtrahiert man den Spannungswert: $128 \cdot U_{LSB} = \frac{1}{2} U_{ref}$. Dazu dient der Summierverstärker OV2.

Die resultierende Ausgangsspannung setzt sich zusammen aus:

$$U_a = -U_I - \frac{1}{2} U_{ref} = U_{ref} \cdot \frac{Z + 128}{256} - \frac{1}{2} U_{ref} \quad \text{Gl 13.6}$$

Beispiel: synthetische Erzeugung einer Sinusspannung mit bipolarem DA-Umsetzer

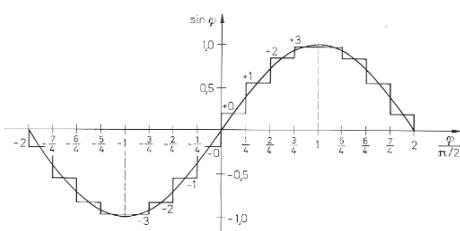


Bild: Erzeugung einer Sinusspannung (zur besseren Sichtbarkeit, hier nur mit 16 Stufen = 4 Bit)

Quelle [19], Seite 764

Sensorprinzip	Winkel D	Drehzahl in min ⁻¹	Weg in mm	Eigenschaften, Signalausgang
elektromechanisch	bis 360°	bis 300	bis 10 ⁶	preisgünstig, genauer Schaltpunkt, begrenzte Lebensdauer, digital
induktiv	bis 360°	bis 50 ⁴	bis 40	billig, große Lebensdauer, robust, erfasst nur Metalle, analog oder digital
elektro-magnetisch	-	50 bis 10 ⁴	-	billig, verschleißfrei, hoher Temperaturbereich, ungeeignet für kleine Drehzahlen, analog oder digital
Halleffekt	bis 360°	bis 10 ⁵	bis 300	äußerst preisgünstig, hohe Präzision, verschleißfrei, Schaltpunkte bedingt temperaturabhängig, analog oder digital
magnetoresistiv	bis 360°	bis 10 ⁵	bis 30	großer Schaltabstand, preisgünstig, begrenzter Temperaturbereich, unbegrenzte Lebensdauer, digital oder analog
optoelektronisch	bis 360°	bis 10 ⁵	bis 10 ⁵	preisgünstig, rückwirkungsfrei, staub-/feuchteempfindlich, analog oder digital
akustisch, Ultraschall	-	-	bis 6000	begrenzte Auflösung, empfindlich gegen Nässe, erfasst alle Werkstoffe, analog oder digital, ungeeignet in Unterdruck-, Überdruck- und Exschutz
ladungsgekoppelt, CCD	-	-	bis 2000	hochgenaue Messungen möglich, universell nutzbar, analog oder digital
ohm'sche, Potentiometer -	bis 360°	-	bis 750	preisgünstig, Präzision möglich, hohe Lebensdauer bei berührungsloser Ausführung, analog
Differential-transformator	± 45°	-	±100	sehr großer Temperaturbereich, lange Lebensdauer, kleiner Messbereich, analoger Ausgang

Abb.: Tabelle von Sensorprinzipien für die Weg- und Winkelmessung

Quelle: Stefan Hesse Gerhard Schnell, Springer-Verlag

14.2.2 Absolute und inkrementale Wegmessung

Ein wichtiges weiteres Merkmal ist die Methode der Wegmessung.

Bei einem absoluten Messsystem steht der Positions Wert direkt nach dem Einschalten zur Verfügung.

Bei einem inkrementalen Messsystem muss nach dem Einschalten zuerst ein Referenzpunkt angefahren werden um die Null-Position zu erhalten. Dafür erreicht es, zumindest als digitales System, eine höhere Wegauflösung.

Inkrementale Wegmessung

Bei einem inkrementalen System wird die Position durch ein zyklisches Signal erfasst, das z.B. ein sinusförmiges oder ein Rechteck-Signal sein kann. Bei dieser Art der Schnittstelle werden in der Regel 2 Sinus bzw. Rechteck-Signale erzeugt mit einer elektrischen Phasenverschiebung von 90°. Damit kann in der Auswerteelektronik sowohl Position, Geschwindigkeit und die Bewegungsrichtung erkannt werden

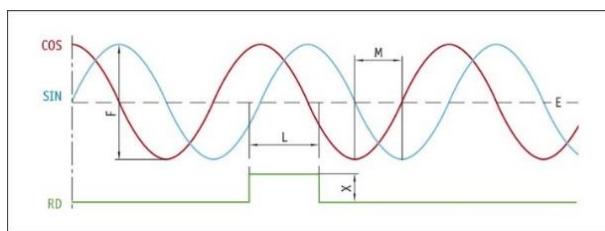
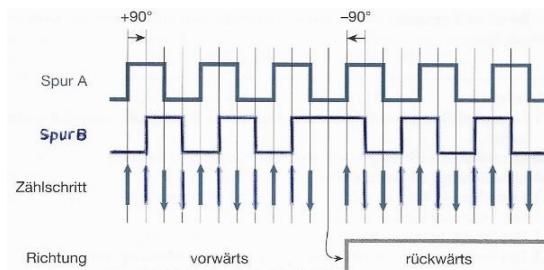


Bild: Inkrementales SinCos-Signal



Inkrementales Rechteck-Signal $\varphi = 90^\circ$ Quelle:[1]

Im einfachsten Fall erfolgt die Digitalisierung des Sin/Cos-Signals indem die Nulldurchgänge beider Spuren mittels Komparatoren digitalisiert werden.

Das digital vorliegende Rechtecksignal hat dabei einen relativ geringen Informationsgehalt und erreicht nur eine 4-fach-Interpolation, indem jede Flanke als Zählschritt ausgewertet wird.

Zur Richtungserkennung sind flankensensible Bauelemente erforderlich (z.B. JK- oder D-Flipflops).

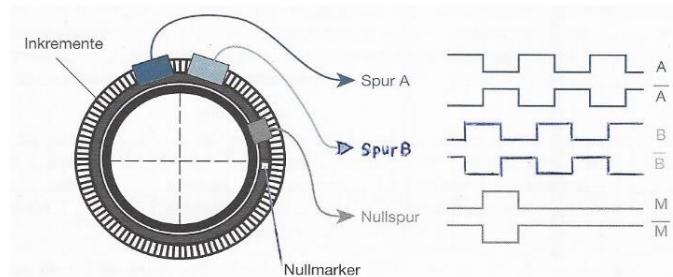


Bild: Prinzip eines inkrementalen Drehgebers
Quelle: [1], Seite 105

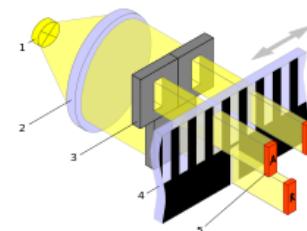


Abb.: Optisches Abtastprinzip
Quelle: Wikipedia

Sin/Cos-Interpolation

Mit einer speziellen Interpolations-Methode kann das analoge SinCos-Signal über Decoder-IC's interpoliert und digitalisiert werden, so dass ein Vielfaches der Periodenlänge an Wegauflösung erreicht werden kann (Interpolation bis 200-fach und mehr).

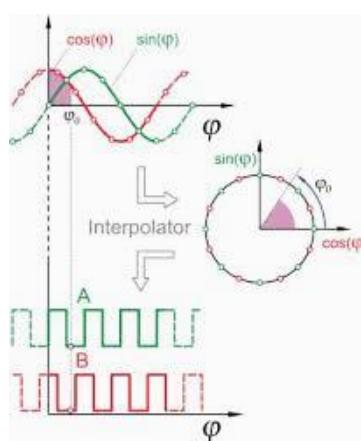
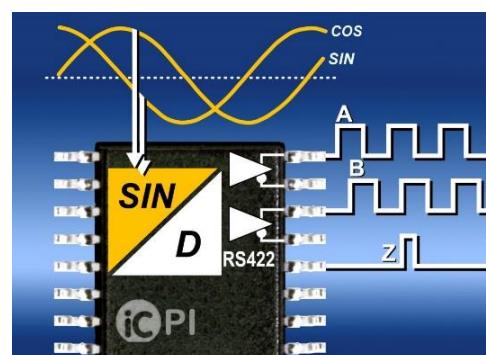


Bild: Interpolation eines SinCos-Signals.



Modernes Interpolations-IC Quelle: IC-Haus GmbH

14.3 Kraftmessung

Durch Kraftmessung wird die zwischen zwei Körpern wirkende Kraft bestimmt. Die Geräte oder technischen Einrichtungen dazu heißen, falls es sich um Gewichtskräfte handelt, Waagen oder allgemeiner Kraftmesser, Kraftaufnehmer oder Kraftsensor.

14.3.1 Geometrische Anordnung von Kraftmesssystemen

Die Kraft ist eine vektorielle Größe, die in alle drei Richtungen des Raumes wirken kann. Deshalb unterscheidet man:

➤ **Einkomponenten-Kraftmessung**

Die meisten Kraftsensoren messen die Kraft in nur einer Richtung. Die Kraftflussrichtung und Messrichtung des Sensors müssen übereinstimmen.
So kann die Zug- oder die Druckkraft bestimmt werden.

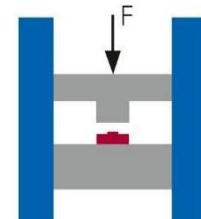
➤ **Mehrkomponenten-Kraftmessung**

Die Kraft wird in zwei oder drei Raumrichtungen gemessen.

Abhängig vom Einbau unterscheidet man:

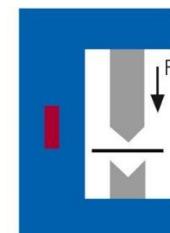
➤ **Direkte Kraftmessung**

Der Sensor verbindet zwei Bauteile und übernimmt den gesamten Kraftfluss. Er muss daher den Anforderungen an die Festigkeit und Steifigkeit der Verbindung genügen. Der Messbereich des Sensors muss größer sein als die zu messende Kraft.



➤ **Indirekte Kraftmessung**

Der Sensor wird in ein Bauteil integriert und erfasst nur einen Teil der zu messenden Kraft (Kraftnebenschlussmessung). Der Vorteil sind geringere Anforderungen an den Sensor bezüglich der Festigkeit. Nachteilig ist, dass eine Kalibrierung im eingebauten Zustand notwendig ist.

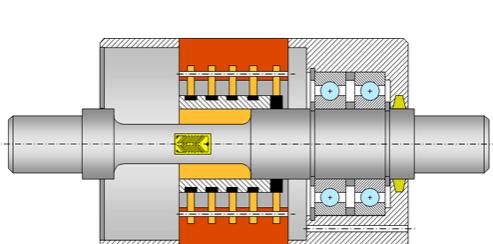


➤ **Drehmomentmessung**

Bei bekanntem Hebelarm lässt sich ein Drehmoment als Kraft erfassen.

$$M = F \cdot r \quad \text{mit } r = \text{Länge des Hebelarmes}$$

➤ Mit Dehnungsmessstreifen kann die Torsion einer Welle und damit das wirkende Drehmoment erfasst werden.



Bildquelle: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Torque_shaft_diagram.gif

Abb.: DMS zur Torsionsmessung
Bildquelle: HBM

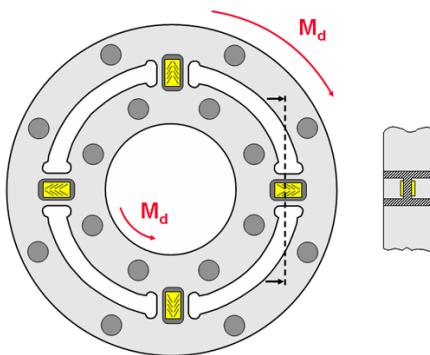


Abb.: Einbauflansch zur Drehmomentmessung

Bildquelle:

<https://www.wikiwand.com/de/Drehmomentaufnehmer>

➤ Beschleunigungsmessung

Mittels spezieller Beschleunigungssensoren kann die Beschleunigung gemessen werden, der dieser Sensor momentan ausgesetzt ist. Dazu wird eine kleine, federnd aufgehängte Testmasse (sog. seismische Masse), der wirkenden Trägheitskraft ausgesetzt und deren Auslenkung bestimmt. Somit kann z. B. bestimmt werden, ob eine Geschwindigkeitszunahme oder -abnahme stattfindet.

$$\text{mit } F = M \cdot a \quad \Rightarrow \quad a = \frac{F}{M} \quad M = \text{bekannte Masse}$$

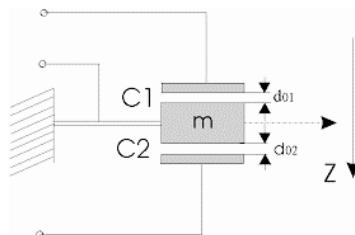


Bild: Grundprinzip eines kapazitiven Beschleunigungssensors

In den letzten Jahren haben vor allem miniaturisierte Beschleunigungssensoren zunehmend Bedeutung erlangt. Diese sind mikro-elektro-mechanische Systeme (MEMS) und werden meist aus Silicium hergestellt. Diese Sensoren sind Feder-Masse-Systeme, bei denen die „Federn“ nur wenige μm breite Silicium-Steg sind und auch die Masse aus Silicium hergestellt ist. Durch die Auslenkung bei Beschleunigung kann zwischen dem gefedert aufgehängten Teil und einer festen Bezugselektrode eine Änderung der elektrischen Kapazität gemessen werden. Der gesamte Messbereich entspricht einer Kapazitätsänderung von ca. 1 pF. Die Elektronik zur Auswertung dieser kleinen Kapazitätsänderung wird auf demselben integrierten Schaltkreis (IC) untergebracht.

Physikalische Grundlagen:

Bei einem einfachen Plattenkondensator mit vorgegebener Querschnittsfläche A ändert die Kapazität C bei Veränderung des Abstandes d der Elektrodenplatten. In diesem Fall gilt ganz allgemein: $C(d) = \epsilon_0 * \frac{A}{d}$

Wie oben dargestellt, ist das Masselement jedoch kein einfacher, sondern ein erweiterter Plattenkondensator, der durch eine zusätzliche Elektrodenplatte in zwei Teilkondensatoren geteilt ist, die in Reihe geschaltet sind.

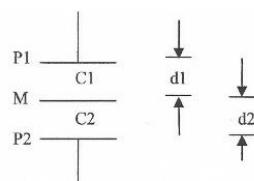
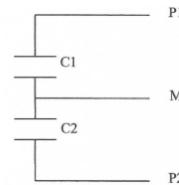
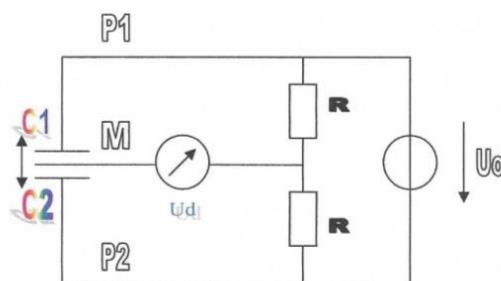


Bild: elektrisches Messprinzip



Ersatzschaltung mit den zwei Teilkondensatoren C1, C2

Während die Elektrodenplatten P1 und P2 fix montiert sind, ist die mittlere Elektrodenplatte M elastisch gelagert und hat zudem eine bekannte Masse m. Wirkt auf ihr eine Kraft, so verschiebt sie sich um eine gewisse Distanz. Fällt die Kraft weg, so geht sie wieder in ihre ursprüngliche Position zurück. Dadurch verändern sich die Abstände d1 und d2 und somit die Kapazitäten C1 und C2. Dieses Differenzielle Prinzip mit den drei Elektroden lässt sich in einer Halb-Brückenschaltung elegant ausnützen, weil dies als Ergebnis einen linearen Zusammenhang zwischen Beschleunigung und zu messender Spannung liefert.



$$U_d = -\frac{U_0}{2} \cdot \frac{m}{c \cdot d}$$

Gl 14.14

U_d = die zu messende Spannung
 U_0 = Speisespannung
 m = Masse der mittleren Elektrodenplatte
 c = Federkonstante der elastischen Lagerung
 d = Abstand zweier Elektrodenplatten

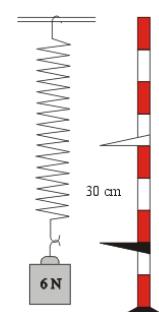
Die Größen c, m und d sind interne Größen des Kondensators.

14.3.2 Physikalische Grundprinzipien der Kraftmessung

Elastische Verformung mit Wegmessung

Die meisten Sensoren nutzen die elastische Verformung von Metall und wandeln die Kraft linear in einen Weg um. Das Hookesche Gesetz beschreibt den Zusammenhang; vereinfacht gilt:

$$F = D \cdot \Delta l \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} F &= \text{Kraft [N]} \\ D &= \text{Federkonstante [N/m]} \\ \Delta l &= \text{Längenänderung [m]} \end{aligned}$$



Bildquelle: <http://chimie.lgk.lu>

Im Ruhezustand (statische Kraftmessung) ist die Federkraft gleich der zu messenden Kraft. Die Wegdifferenz wird mit den Methoden der Entfernungsmessung für sehr kleine Wege ermittelt und als Kraft angezeigt. Die Erfassung der Längenänderung kann mit unterschiedlichen Messprinzipien erfolgen. (Induktiv, Kapazitiv, Optisch....)

Elastische Verformung mit Widerstandsmessung

Beispiel: Dehnungsmessstreifen

Auf ein Verformungskörper werden sogenannte Dehnungsmessstreifen (DMS) aufgeklebt. die ihren elektrischen Widerstand bei Verformung (Dehnung bzw. Stauchung) verändern. Die Widerstandsänderung wird elektrisch ausgewertet.

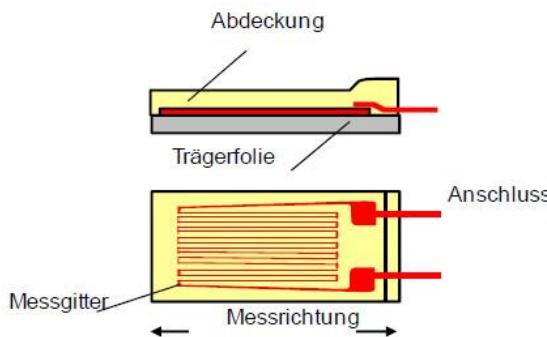


Bild: Schema eines Dehnungsmessstreifens (DMS) auf Metallfolienbasis.

Bildquelle: www.wiki.polymerservice-merseburg.de

Eine dünne Metallfolie (rot) ist mäanderförmig auf einer Trägerfolie (grau) aufgebracht, um die effektive Länge des Leiters bei kleiner Größe des DMS zu vergrößern. Die Trägerfolie wird auf das zu untersuchende Werkstück geklebt und folgt dessen Verformungen bei Einwirkung einer Kraft F.

Das Prinzip des DMS besteht darin, dass ein dünner elektrischer Leiter durch Einwirkung einer äußeren Kraft F in der Länge l gedehnt wird, wodurch sich gleichzeitig sein Querschnitt A verringert (Abb.). Dadurch ändert sich sein Widerstand R, der gem. Gl. (14) gegeben ist durch:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad \text{Gl 14.15}$$

Für einen Leiter mit kreisförmigem Querschnitt vom Durchmesser d gilt:

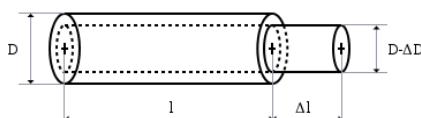
$$R = \rho \cdot \frac{4 \cdot l}{\pi \cdot d^2} \quad \text{Gl 14.16}$$

ρ : spezifischer Widerstand

l: Drahtlänge

A: Querschnittsfläche

d: Durchmesser des Drahtes



Durch die Dehnung ändert sich die Länge l des Leiters um Δl , der Durchmesser d um Δd und je nach Material möglicherweise auch der spezifische Widerstand ρ um $\Delta \rho$. Die dadurch hervorgerufene Änderung des ohmschen Widerstandes ist durch das totale Differential ΔR gegeben:

$$\Delta R = \frac{\partial R}{\partial \rho} \Delta \rho + \frac{\partial R}{\partial l} \Delta l + \frac{\partial R}{\partial d} \Delta d = \frac{1}{\pi} \left(\frac{4l}{d^2} \Delta \rho + \rho \frac{4l}{d^2} \Delta l - 2\rho \frac{4l}{d^3} \Delta d \right) \quad \text{Gl 14.17}$$

Durch Division mit Gl 14.16 ergibt sich eine relative Widerstandsänderung von:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - 2 \frac{\Delta d}{d} \quad \text{Gl 14.18}$$

Mit der Dehnung ε als relative Längenänderung: $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$ GI 14.19

und der Poisson-Zahl μ als der negative Quotient aus der relativen Querschnittsänderung $\Delta d/d$ und der relativen Längenänderung $\Delta l/l$ also:

$$\mu = -\frac{\frac{\Delta d}{d}}{\frac{\Delta l}{l}} = -\frac{\Delta d}{d} \cdot \frac{l}{\Delta l} \quad GI 14.20$$

Durch Ausklammern von $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$ in GI 14.18 und Einsetzen von GI 14.19 und 14.20 in GI 14.18 folgt:

$$\frac{\Delta R}{R} = \left(\frac{\rho}{\varepsilon} + 1 + 2\mu \right) \cdot \varepsilon = k \cdot \varepsilon \quad GI 14.21$$

- Der Term in Klammern ist der sogenannte **k-Faktor eines DMS**. Der Faktor **k** hängt vom verwendeten Material ab, es ist z.B. $k \approx 2$ für Konstantan und $k \approx 4$ für Platin.
- Je größer **k**, desto größer die relative Widerstandsänderung bei Dehnung.

Dieser **k**-Wert wird meist, wie auch der Temperaturkoeffizient des DMS chargenweise bestimmt und vom Hersteller angegeben. Der Widerstand R_0 des DMS ist abhängig von dessen Geometrie und liegt meist in einem Bereich von 100Ω bis 1000Ω .

Auswerteschaltungen

Die Widerstandsänderung von DMS ist relativ gering. Die maximale Dehnung gängiger Typen liegt bei ca. 2 % und die maximale Stauchung bei ca. 1 %. Überdehnte DMS halten die Kennlinie nicht mehr ein und sind irreversibel geschädigt. Setzt man den DMS bis z.B. $\varepsilon = 0,1$ % ein, so ändert sich R_0 nur um ca. $\Delta R/R = k \cdot \varepsilon = 0,2$ %. Bei $R_0 = 100 \Omega$ sind das $0,2 \Omega$ Maximalausschlag. Für die Messtechnik sind Änderungen von 0 bis 0,2 %, bzw. $\Delta R = 0,2 \Omega$ eine Herausforderung, vor allem wenn lange Zuleitungen benötigt werden. Aus diesem Grund werden DMS meist über Brückenschaltungen ausgewertet.

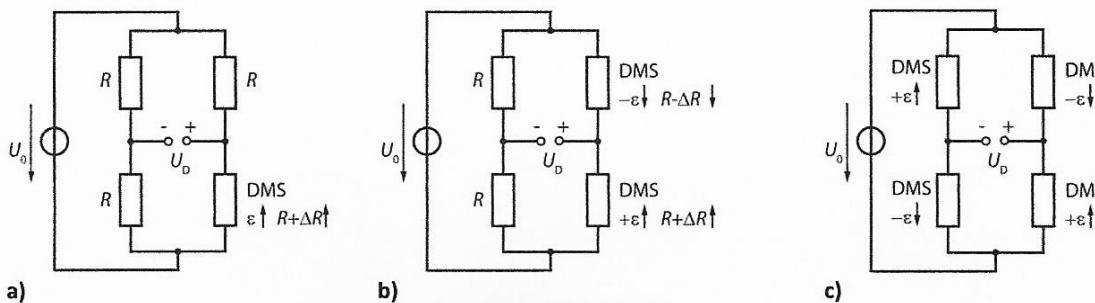


Bild: DMS in a) Viertelbrücke

b) Halbbrücke

c) Vollbrücke

Anwendungsbeispiel

Als Anwendungsbeispiel soll an einem Biegebalken die Normalspannung ε erfasst werden. Es können zugbeanspruchte „+DMS“ sowie druckbeanspruchte „-DMS“ eingesetzt werden.

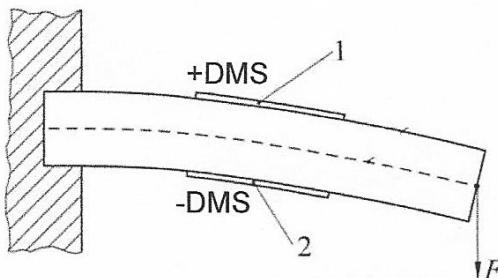


Bild 4

- 1: zugbeanspruchter DMS
2: druckbeanspruchter DMS

Damit lassen sich die Widerstände R_x der DMS (Grundwiderstand R ; k-Faktor k) angeben:

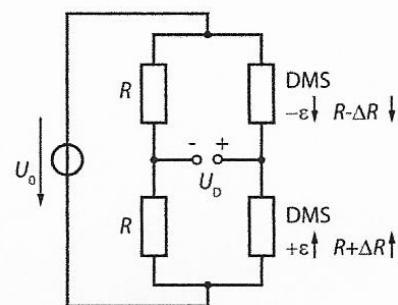
$$\text{zugbeanspruchter „+DMS“} \quad R_x = R(1+k\varepsilon) \Rightarrow \Delta R = R_x - R = +Rk \cdot \varepsilon \quad (8)$$

$$\text{druckbeanspruchter „-DMS“} \quad R_x = R(1-k\varepsilon) \Rightarrow \Delta R = R_x - R = -Rk \cdot \varepsilon \quad (9)$$

Bei einer auf einen Biegebalken angreifenden Kraft F wird die Balkenoberseite durch die entstehende Zugkraft um Δl (Dehnung $\varepsilon = \Delta l/l > 0$) gedehnt und entsprechend die Balkenunterseite durch die wirkende Druckkraft um $-\Delta l$ (Dehnung $\varepsilon = -\Delta l/l < 0$) verkürzt, d.h. gestaucht. Ein auf der Balkenoberseite platziert „+DMS“ wird also zugbeansprucht, ein auf der Balkenunterseite platziert „-DMS“ wird druckbeansprucht.

Vorteil der Halbbrückenanordnung:

- Doppelte Brückenempfindlichkeit
- Lineares Verhalten der Brückenspannung auch bei Spannungsspeisung
- Kompensation des Temperatureinflusses (Fehler heben sich auf)



Brückenspannung:

$$U_D = U_{Br} = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{\Delta R}{R} = \frac{U_0}{2} \cdot k \cdot \varepsilon$$

Quelle: www.schrufer-messtechnik.de/emt-uebungen/loesungen/3.4-bruecke_dms-02b

14.4 Temperaturmessung

Einführung

Die Temperaturmessung kann mittels einer breiten Palette an Sensoren erfolgen. Allen gemeinsam ist jedoch die Ermittlung der Temperatur durch das Erfassen von Änderungen physischer Eigenschaften. Die gängigsten Sensorarten sind: Thermoelemente, widerstands-basierte Temperatursensoren, pn-Übergangs-Sensoren, Infrarotsensoren, Bimetall-Sensoren, auf Fluidwärmeausdehnung basierende Messgeräte sowie Temperatur-Indikatoren. Im Nachfolgenden sollen hier nur die Sensoren beschrieben werden, die zur elektrischen Temperaturmessung geeignet sind. Grundsätzlich unterscheidet man zwischen

- **berührender Temperaturmessung**
- **berührungsloser Temperaturmessung**

14.4.1 Berührende Temperaturmessung

Zur elektrischen Temperaturmessung an Messobjekten, die eine Berührung gestatten, bieten sich eine Reihe von Sensoren an. Diese lassen sich hauptsächlich drei Gruppen zuordnen, die sich in ihrer physikalischen Wirkungsweise grundsätzlich unterscheiden:

- Widerstands-Temperaturfühler
- Thermoelement-Temperaturfühler
- Halbleiter-Sensoren

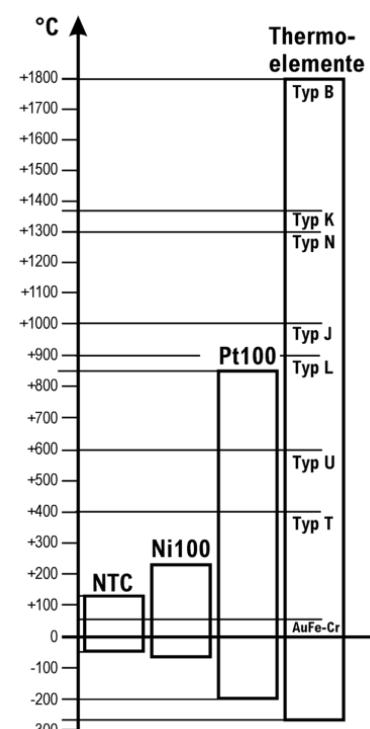
Welche Art Temperaturfühler Sie benötigen, hängt von Ihrer Messaufgabe ab. Die beiden Hauptgruppen bilden Widerstandssensoren (Pt100, NTC, PTC) und die Thermoelemente, während die dritte Gruppe der auf Halbleiter-Sperrschicht basierenden Sensoren, eine kleine Rolle spielen.

Als Faustformel zur Auswahl gilt:

- Widerstandsfühler sind genau aber nicht sehr schnell.
- Thermoelementfühler sind sehr schnell, haben einen großen Messbereich aber sind nicht so genau.
- NTC-Fühler sind mittelschnell, genau, haben aber einen sehr eingeschränkten Messbereich.

Auswahlkriterien sind:

- Messbereich
- Genauigkeit
- Ansprechzeit
- Beständigkeit
- Bauform



An die Materialien zur Herstellung von Temperaturfühlern werden hohe Anforderungen gestellt, um genaue und reproduzierbare Messergebnisse sicherzustellen:

- Großer Temperaturkoeffizient
- hohe Beständigkeit gegen Umwelteinflüssen (Korrosion, chemische Zersetzung)
- großer Messbereich
- Austauschbarkeit
- hohe Langzeitstabilität
- gute Verarbeitbarkeit

14.4.1.1 Temperaturmessung mit Widerstands-Temperaturfühlern

In die Gruppe der Widerstandstemperaturfühler fallen folgende Sensor-Bauteile:

- Metall-Widerstandsthermometer
- Kaltleiter PTC-Widerstände
- Heißleiter NTC-Widerstände
- Silizium-Widerstandstemperatursensoren

Metall-Widerstandsthermometer

Physikalische Wirkungsweise:

In Metallen sind die Elektronen der äußersten Schale des Atoms (Valenzelektronen) frei beweglich und verhalten sich wie ein Elektronengas. Ein elektrisches Feld, erzeugt durch eine anliegende elektrische Spannung treibt die Elektronen durch den Leiter. Mit steigender Temperatur geraten die stationären Metallionen (Rumpfatome) in immer stärkere Schwingungen, so dass der freie Fluss des Elektronenstromes mehr und mehr eingebremst wird. Der elektrische Widerstand steigt also mit zunehmender Temperatur. Metalle zählen deshalb zur Gruppe der Kaltleiter (PTC).

Die Abhängigkeit des elektrischen Widerandes von der Temperatur wird bei Metallen durch einen Polynom 2. Grades gut angenähert.

$$R(T) = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta T + \beta \cdot (\Delta T)^2) \quad Gl\ 14.20$$

Es gilt: R_0 = Grundwiderstand bei T_0
 T_0 = Bezugstemperatur

In der industriellen Temperaturmesspraxis hat sich die Maßeinheit „Grad Celcius“ durchgesetzt. Als Formelzeichen für eine Temperatur [°C] wird das griechische Theta „ ϑ “ verwendet. Gl 14.20 geht damit über in:

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta + \beta \cdot (\Delta\vartheta)^2)$$

Bei Metall-Widerstandsthermometern ist es üblich, die Bezugstemperatur für R_0 auf den Nullpunkt der Celsius-Temperaturskala zu legen.:

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta + \beta \cdot (\Delta\vartheta)^2) \quad mit \quad R_0 \text{ bei } \vartheta = 0^\circ\text{C} \quad Gl\ 14.21$$

Da der Koeffizient β um einige Zehnerpotenzen kleiner als α ist, kann der Polynom in den meisten Anwendungsfällen linearisiert werden.

$$R(\vartheta) = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) \quad \text{Linearisierter Temperaturverlauf Gl 14.22}$$

Die Empfindlichkeit eines metallischen Temperaturfühlers kann somit ausgedrückt werden als:

$$E = \frac{dR}{d\vartheta} = R_0 \cdot \alpha \quad \text{Gl 14.23}$$

damit kann der sog. Temperaturkoeffizient α ausgedrückt werden als:

$$\alpha = \frac{1}{R_0} \cdot \frac{dR}{d\vartheta} \quad \text{in der Einheit: } \left[\frac{1}{K} \right] \quad \text{Gl. 14.24}$$

In der industriellen Temperatur-Messtechnik hat sich hauptsächlich das Edelmetall Platin und in geringem Umfang auch Nickel als Widerstandsmaterial durchgesetzt. Diese Messfühler weisen also eine gute **Reproduzierbarkeit und Langzeitstabilität auf**.

Platin zeichnet sich aus durch:

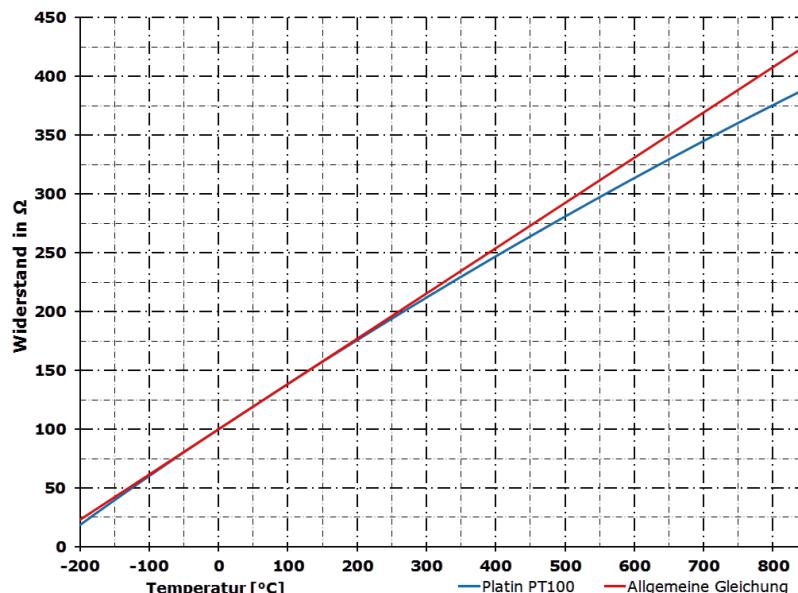
- hocheine Herstellbarkeit
- hohe chemische Beständigkeit
- leichte Bearbeitbarkeit
- gute Reproduzierbarkeit der elektrischen Eigenschaften
- breiter Einsatzbereich zwischen -250°C und +850°C

Da Messfühler austauschbar sein sollen werden Nennwerte festgelegt. Für Nickel und Platin sind dies hauptsächlich **Nennwerte von: $R_0 = 100 \Omega$ oder 1000Ω bei $\vartheta = 0^\circ C$** .

- Der Nennwert wird im Kurzeichen verwendet.
- z.B. **Pt-100, Pt-1000 oder Ni-100.**

Abb.: Widerstandsänderung eines Pt-100 Sensors über der Temperatur.

Blau: exakter Temperaturverlauf
Rot: linearisierter Verlauf nach Gl 14.22



Bildquelle: www.unternehmensberatung-babel.de/images/PT100-Diagramm.png

Messcharakteristik von Platin:

Für die meisten Anwendungen genügt der einfache lineare Temperaturkoeffizient α der in der DIN EN 60751 festgelegt ist.

- vereinfacht für 0...100°C => $\alpha = 0,00385 \text{ K}^{-1}$

Beispiel: Welcher Widerstandswert errechnet sich für einen PT 100-Sensor bei einer Temperatur von 100°C mit der vereinfachten Linearfunktion:

Mit Gl 14.22 folgt: $R(\vartheta) = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) = 100\Omega \cdot (1 + 0,00385K^{-1} \cdot 100K) = 138,50\Omega$

Für den erweiterten Bereich (hochgenau) werden zwei Temperaturbereiche unterschieden:

- Für den Bereich **-200°C.....0°C** gilt ein Polynom 3. Grades:

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \vartheta + \beta \cdot \vartheta^2 + \gamma \cdot (\vartheta - 100^\circ\text{C}) \cdot \vartheta^3) \quad \text{Gl 14.25}$$

- Für den Bereich **0°C 850°C** gilt ein Polynom 2. Grades:

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \vartheta + \beta \cdot \vartheta^2) \quad \text{Gl 14.26}$$

Die Koeffizienten nach DIN EN 60751 sind:

$$\begin{aligned}\alpha &= 3,9083 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \\ \beta &= -5,775 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-2} \\ \gamma &= -4,183 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-3}\end{aligned}$$

Beispiel: Welcher Widerstandswert errechnet sich für einen PT 100-Sensor bei einer Temperatur von 100°C mit der erweiterten Polynomfunktion:

Mit Gl 14.26 folgt: $R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta + \beta \cdot \Delta\vartheta^2)$

$$R(\vartheta) = 100\Omega \cdot (1 + 0,0039083K^{-1} \cdot 100K + (-5,775 \cdot 10^{-7}K^{-2} \cdot 10000K^2)) = 138,506\Omega$$

Fazit: Der Vergleich mit der vereinfachten Lösung (Linearfunktion) zeigt eine zu vernachlässigende, minimalste Abweichung:

- Für kleinere Temperaturbereiche (0...100°C) zeigt die einfache Linearfunktion ausreichende Genauigkeit.

Die berechneten Widerstandswerte sind in der Norm EN60751 in Tabellenform bezogen auf Temperaturwerte in Stufen von 1K angegeben.

Rechenbeispiel: Welcher Temperaturwert errechnet sich für einen PT-1000 Sensor, an dem ein Widerstandswert von $R_\vartheta = 1187\Omega$ gemessen wird. (Linearfunktion)

Aus Gl 14.22 folgt ausmultipliziert: $R(\vartheta) = R_0 + R_0 \cdot \alpha \cdot \Delta\vartheta$

$$\Rightarrow R(\vartheta) - R_0 = R_0 \cdot \alpha \cdot \Delta\vartheta$$

$$\Delta\vartheta = \frac{R(\vartheta) - R_0}{R_0 \cdot \alpha} \quad Gl\ 14.27$$

$$\Delta\vartheta = \frac{1187\Omega - 1000\Omega}{1000\Omega \cdot 0,00385K^{-1}} = 48,57K \triangleq 48,57^{\circ}C$$

Die Funktionsgleichung für die Temperaturberechnung im erweiterten Bereich (0....800°C) lässt sich durch Lösen der quadratischen Gleichung 14.26 bestimmen.

$$R(\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \vartheta + \beta \cdot \vartheta^2)$$

Lösungsansatz mit der sog. Mitternachtsformel:

$$X_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$\vartheta_{1,2} = \frac{-R_0 \cdot \alpha \pm \sqrt{(R_0 \cdot \alpha)^2 - 4R_0 \cdot \beta \cdot (R_0 - R_\vartheta)}}{2R_0 \cdot \beta}$$

Lösung:

$$\vartheta = -\frac{\alpha}{2 \cdot \beta} - \sqrt{\left(\frac{\alpha}{2 \cdot \beta}\right)^2 + \frac{R_\vartheta - R_0}{R_0 \cdot \beta}} \quad Gl\ 14.28$$

Empfindlichkeit der Pt- und Ni- Temperaturfühlerelemente

Die Empfindlichkeit, also die Widerstandsänderung pro K erhält man durch Differenzieren der Gleichungen 14.25 und 14.26:

Für den Bereich der negativen Celsiustemperaturen (-200°C.....0°C)

$$\frac{\Delta R}{\Delta\vartheta} = R_0 \cdot (\alpha + 2\beta \cdot \vartheta - 300^{\circ}C \cdot \vartheta^2 + 4\gamma \cdot \vartheta^3) \quad Gl\ 14.29$$

Für den erweiterten positiven Bereich (0°C 850°C)

$$\frac{\Delta R}{\Delta\vartheta} = R_0 \cdot (\alpha + 2\beta \cdot \vartheta) \quad Gl\ 14.30$$

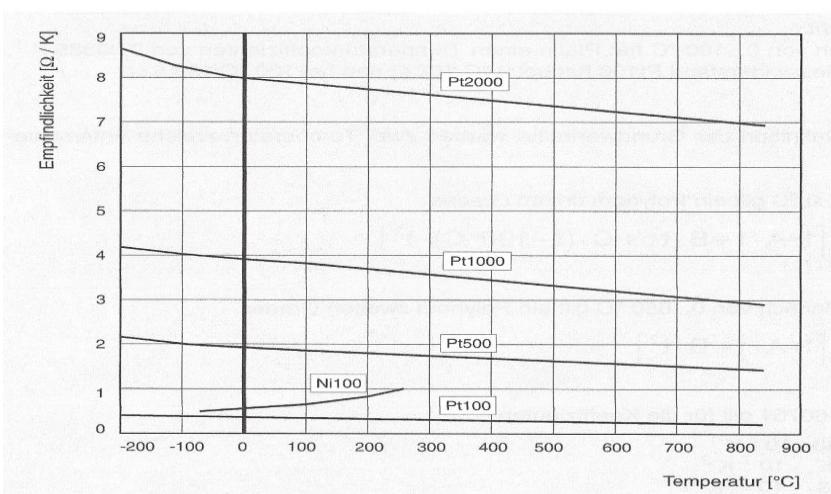


Abb.: Empfindlichkeit $dR/d\vartheta$ für Ni-100 und Platin-Messwiderstände mit unterschiedlichem Nennwert.

Quelle: ABB - 03/TEMP-DE Rev. E
09.2017

Anhang

A Normung und Standardisierung

Im Folgenden werden einige wichtige Organisationen kurz beschrieben, die für die Automobilelektronik eine Rolle spielen. Die hier gegebene Aufstellung erhebt jedoch keinen Anspruch auf Vollständigkeit.

Die *International Organization for Standardization (ISO)* ist die internationale Vereinigung von Normungsorganisationen aus über 150 Ländern. Sie erarbeitet internationale Normen (engl. standards) in allen Bereichen mit Ausnahme der Elektrotechnik und Elektronik, für die die International Electrotechnic Commission (IEC, siehe unten) zuständig ist. Es geht dabei um technische (z. B. MP3), klassifikatorische (z. B. Ländercodes wie .de, .jp) und Verfahrensnormen (z. B. Qualitätsmanagement nach ISO 9000). Jedes Mitglied der ISO vertritt ein Land, aus jedem Land kann es nur ein Mitglied geben. Das Deutsche Institut für Normung (DIN, siehe unten) ist Mitglied der ISO für die Bundesrepublik Deutschland.

Die *International Electrotechnic Commission (IEC)* setzt sich aus Mitgliedern nationaler Komitees aus der ganzen Welt zusammen. Sie erarbeitet internationale Normenvorschläge in der Elektrotechnik, in der Elektronik und in verwandten Bereichen, die dann von nationalen Komitees übernommen werden (können) und als Basis für internationale Verträge dienen.

Das *Comité Européen de Normalisation (CEN)* ist verantwortlich für europäische Normen in allen technischen Bereichen außer Elektrotechnik und Telekommunikation. Das *Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC)* ist zuständig für europäische Normen im Bereich Elektrotechnik, das *European Telecommunications Standards Institute (ETSI)* im Bereich Telekommunikation. Eine europäische Norm wird mit EN bezeichnet.

Das *Deutsches Institut für Normung (DIN)* ist die nationale Normungsorganisation Deutschlands. Es bietet ein Forum für Handel, Industrie, Wissenschaft, Verbraucher und Behörden, um technische, klassifikatorische, Begriffs- und Verfahrens-Normen zu entwickeln. Die Normen dienen vor allem zur Rationalisierung und zur Qualitätssicherung. Die Bezeichnung DIN EN besagt, dass die damit bezeichnete Norm eine europäische Norm ist und vom Deutschen Institut für Normung in das deutsche Normenwerk übernommen wurde.

Das *Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE)* ist ein weltweiter Berufsverband von Ingenieuren aus den Bereichen Elektrotechnik und Informatik. Es ist Veranstalter von Fachtagungen und Herausgeber von Zeitschriften. Außerdem bildet es Gremien zur Standardisierung von Technologien, Hardware und Software.

Der *Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik (VDE)* ist ein Berufsverband, der sich auch an der Normungsarbeit beteiligt. Die *Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik (DKE)* ist ein Organ des DIN und des VDE. Sie ist zuständig für die Erarbeitung von Normen und Sicherheitsbestimmungen in den Bereichen Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik. Die Bezeichnung DIN VDE besagt, dass die damit bezeichneten Ausführungen von beiden Organisationen herausgegeben werden.

Der *Verband der Automobilindustrie (VDA)* ist der größte gemeinsame Interessenverband der deutschen Autohersteller und seiner Zulieferer. Er ist bekannt als Veranstalter der Internationalen Automobilausstellung (IAA) in Frankfurt. Seine Aufgaben sind die Interessenvertretung, der Meinungsaustausch und die Erarbeitung von Standards, wie z. B. Empfehlungen für logistische Verfahren oder zum Recycling.

Die *Society of Automotive Engineers (SAE)* ist eine gemeinnützige amerikanische Organisation, die sich dem technologischen Fortschritt der Mobilität gewidmet hat. Sie setzt sich auch dafür ein, Standards in der Automobilindustrie zu schaffen. Dazu arbeitet sie selbst weltweit mit anderen Standardisierungs- und Mobilitätsorganisationen zusammen.

B Kennzeichnungen

B.1 Kennbuchstaben

Den verschiedenen Betriebsmitteln der Elektrotechnik sind nach IEC 750 [Ie3] Kennbuchstaben zugeordnet, z. B. G für Spannungsquelle, M für Motor usw. (siehe Tabelle B.1). Wenn mehrere Betriebsmittel mit gleichem Kennbuchstaben in einer Darstellung vorkommen, erhalten die Betriebsmittel eine fortlaufende Nummer, z. B. G1, G2, ... oder M1, M2 ...

In der Regel hat ein Betriebsmittel mehrere Anschlüsse, die durch Zahlen oder Buchstaben gekennzeichnet sind (siehe Abschnitt B.2). Sollen in einer Angabe Betriebsmittel und Klemmenbezeichnung gleichzeitig angegeben werden, so sind sie durch einen Doppelpunkt zu trennen, z. B. bedeutet M1 : 30 die Klemme 30 am Motor M1. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass viele Fahrzeughersteller an Stelle des Doppelpunktes einen Schrägstrich (z. B. M1/30) oder einen Bindestrich (z. B. M1-30) einsetzen.

Will man betonen, dass ein Betriebsmittel zu einer bestimmten Betriebsmittelgruppe gehört, z. B. zur Gruppe 2, so kann dies durch die Zahl der Gruppenbezeichnung dokumentiert werden. 2M6 : 1 besagt, dass Anschluss 1 am Motor M6 der Motorengruppe 2 gemeint ist. Auf die Automobilelektrik bezogen könnten mit der Motorengruppe 2M beispielsweise die Elektromotoren der Sitzverstellung auf der Beifahrerseite gemeint sein.

Tabelle C.1 Grafische Symbole für elektrische Schaltpläne in der Automobiltechnik nach IEC 60617 [Ie2]

Lfd. Nr.	Schaltzeichen	Benennung	Lfd. Nr.	Schaltzeichen	Benennung
1	—	Leitung, Übertragungsweg	24	—□— —~~~~—	Widerstand, allgemein
2	12 V 6 mm ² , Cu	Oberhalb der Leitung elektrische Angaben, unterhalb Angaben zum Leiter	25	—□□□—	Heizelement
3	—○—	Leitung geschirmt	26	↑↑↑↑↑↑↑↑ T T	Links PTC-Widerstand, rechts NTC-Widerstand, T in Kelvin
4	— — —	Leitungsabzweig	27	—□—	Sicherung, allgemein
5	— — +	Leitungsdoppelabzweig	28	+ + + + + + + + —□—	Elektrothermischer Überstromauslöser und mit mechanischer Betätigung
6	—□— ↙	Steckverbindung mit Buchse und Stecker	29	—○— —□—	Links Lampe allgemein, rechts Leuchtmelder blinkend
7	↙ ↘	Veränderbarkeit, inhärent links linear, rechts nichtlinear	30	± ± ± ± ± ± ± ±	Kondensator, links ungpolt, rechts gepolt
8	↗ ↘	Veränderbarkeit, nicht inhärent links linear, rechts nichtlinear	31	± + + + + + + + +	Doppelschichtkondensator
9	↗ ↗	Regelung oder automatische Steuerung, inhärent	32	—~~~~—	Induktivität, Spule, Wicklung
10	---- -V-	Wirkverbindung links ohne, rechts mit Raste	33	—□—	Relaisspule
11	—+—	Handantrieb, allgemein	34	—□— □—	Dauermagnet
12]-— E--	Betätigung links durch Ziehen, rechts durch Drücken	35	—□— ×—	Hall-Sensor
13	F--- ◊---	Betätigung links durch Drehen, rechts durch Annähern	36	—□—	Piezoelektrischer Kristall
14	✓--- ↘	Betätigung links durch Pedal, rechts durch Hebel	37	↓↓ ↓↓	Links Halbleiterdiode, rechts Z-Diode
15	○---	Betätigung durch Nocken	38	↓↓ ↓↓	Links Fotodiode, rechts Leuchtdiode (LED)
16	±	Gleichspannungsquelle, allgemein	39	—□— ↗	Links NPN-Transistor, rechts PNP-Transistor
17	±	Batterie mit mehreren Zellen	40	—□— ↗ ↗	Feldeffekttransistor, MOSFET, selbstsperrend, links N-Kanal, rechts P-Kanal
18	○○	Links ideale Stromquelle, rechts ideale Spannungsquelle	41	↓↓ ↓↓	Thyristor, P-Gate
19	(G) (G)	Generator, links für Gleichspannung, rechts für Wechselspannung	42	— - — —	Schaltkontakt, links Schließer, rechts Öffner
20	○○	anzeigendes Messgerät, allgemein	43	—□—	Wechsler mit Unterbrechung
21	○*	anzeigendes Messgerät, *Maßeinheit der Messgröße	44	—○— 3~	Drehstromgenerator
22	—□—	Schreibendes Messgerät, allgemein	45	—□— U	Spannungsregler
23	—□— *	Schreibendes Messgerät, *Maßeinheit der Messgröße	46	—○— M	Links Gleichstrommotor, rechts Schrittmotor
			47	—□— · X	Einspritzventil

Der Umschalter zwischen Fern- und Abblendlicht (S2) befindet sich beispielsweise am Lenkstock, wie dies auch bei Fahrzeugen mit konventionellen Beleuchtungsanlagen üblich ist, und muss lediglich durch Ziehen oder Drücken angetippt werden, um zwischen Abblend- und Fernlicht umzuschalten. Im Schalter ist eine Signalaufbereitung und -digitalisierung integriert, die über einen Datenbus (Leitung W21) die digitalisierten Signale an das Steuergerät übermittelt. Über den Bedienhebel des Schalters S2 gibt der Fahrer auch die Befehle für das Richtungsblinken ein. Auch diese werden in der gleichen Elektronik digitalisiert und ebenfalls per Datenbus über W21 dem Steuergerät A1 mitgeteilt. Das Steuergerät A1 setzt die Informationen der Schalter S1 und S2 um und verbindet die Leitungen W3...W12 mit dem Bordnetzplus. Im Steuergerät befinden sich außerdem die Lampenkalt- und die Lampenwarmüberwachung (siehe Abschnitt 14.8.4) sowie ein elektronischer Überlastschutz für die Stromzweige der Leitungen W3...W12.

D IP-Schutzarten

Die IP-Schutzart definiert die Schutzanforderung bezüglich Fremdkörpern und Feuchtigkeit. Die Klassifizierung erfolgt nach [Ie4] gemäß IP_{ab}, mit *a* als Anforderung für Fremdkörperschutz und *b* als Anforderung für Feuchtigkeitsschutz (siehe Tabelle D.1).

Tabelle D.1 Anforderungen an Fremdkörperschutz und Feuchtigkeitsschutz [Ie4]

<i>a</i>	Fremdkörperschutz
0	Kein Schutz
1	Schutz gegen Fremdkörper mit Durchmesser > 50 mm
2	Schutz gegen Fremdkörper mit Durchmesser > 12 mm
3	–
4	Schutz gegen Fremdkörper mit Durchmesser > 1 mm
5	Schutz gegen Staubeindringung
<i>b</i>	Feuchtigkeitsschutz
0	Kein Schutz
1	Schutz gegen senkrecht fallendes Tropfwasser
2	Schutz gegen fallendes Tropfwasser bis zu 15° zur Senkrechten
3	Schutz gegen Sprühwasser bis zu 60° zur Senkrechten
4	Schutz gegen Spritzwasser aus allen Richtungen
5	Schutz gegen Strahlwasser aus allen Richtungen
6	Schutz bei Überflutung
7	Schutz beim Eintauchen unter definierten Druck- und Zeitbedingungen
8	Schutz beim Untertauchen unter definierten Druck- und Zeitbedingungen
9K	Schutz gegen Hochdruckreinigung