



## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b> .....	<b>3</b>
1.1	Allgemeine Messkette.....	3
1.2	Aktive und passive Aufnehmer, Anforderungen an die Signalverarbeitung.....	5
1.3	Signaldarstellung im Zeit- und Frequenzbereich.....	5
1.4	Ausschlag-, Kompensations- und Substitutionsverfahren.....	9
<b>2</b>	<b>Mesbrücken</b> .....	<b>11</b>
2.1	Aufgabe der Brückenschaltung.....	11
2.2	Spannungsteilerverfahren.....	11
2.3	Ergänzung des Spannungsteilers zu einer Brücke, Ausschlagverfahren.....	12
2.4	Kompensationsverfahren.....	13
2.5	Mathematische Zusammenhänge.....	14
2.5.1	Ausschlagverfahren.....	14
2.5.2	Kompensationsverfahren.....	17
2.6	Brücken mit zwei Aufnehmerwiderständen.....	18
2.7	Wechselstrombrücken.....	19
2.8	Konstantstromverfahren als Alternative zur Brückenschaltung.....	20
<b>3</b>	<b>Messverstärker</b> .....	<b>21</b>
3.1	Gleichspannungsverstärker.....	21
3.2	Trägerfrequenzmessverstärker.....	22
3.3	Piezoelektrische Messkette und Ladungsverstärker.....	27

<b>4</b>	<b>Ausgeber</b> .....	<b>32</b>
4.1	Analoge Messtechnik.....	32
4.1.1	Zeigerinstrumente.....	32
4.1.2	Lichtmarkengalvanometer.....	33
4.2	Digitale Messtechnik.....	35
4.2.1	Die Zahlenwertdarstellung.....	35
4.2.2	Digitalisierung als Fehlerquelle.....	36
4.2.3	Die Messung zeitlich veränderlicher Größen.....	36
4.2.4	Digital anzeigende Geräte.....	37
4.3	Kathodenstrahloszilloskop.....	37
<b>5</b>	<b>Anpassung</b> .....	<b>39</b>
5.1	Anpassung zwischen Messobjekt und Messaufnehmer.....	39
5.2	Elektrische Leistungsanpassung.....	40
<b>6</b>	<b>Anhang</b> .....	<b>42</b>
6.1	Richtlinien zum Protokoll.....	42
6.2	Literaturhinweise.....	42

Grundlagenlabor (AML / Kleine Laborarbeit)



## Allgemeine Grundlagen der Messgrößenverarbeitung

### 1 Einleitung

#### 1.1 Allgemeine Messkette

(Messtechnische Begriffe siehe VDI/VDE Richtlinie 2600)

In Bild 1.1 ist die Messkette zusammen mit dem Messobjekt und den äußeren Störeinflüssen schematisch dargestellt.

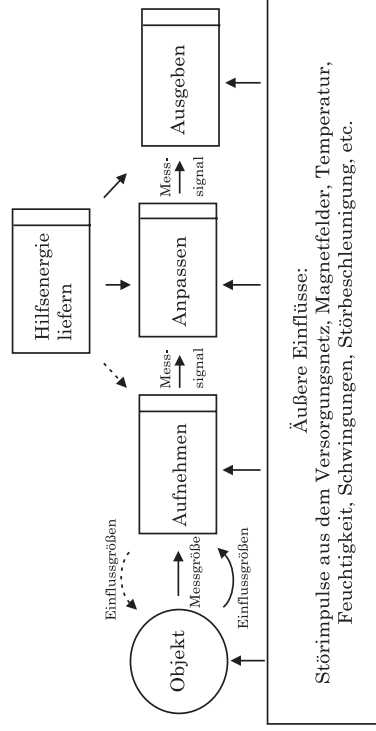


Bild 1.1 System bestehend aus Objekt, Umwelt und Messkette

Über den Eingang des Aufnehmers für die Messgröße wirkt das Messobjekt in die Messkette hinein. Der Aufnehmer muss bezüglich Messbereich, Messunsicherheit und dem zeitlichen Übertragungsverhalten an die Messaufgabe angepasst sein. Am Ausgang des Aufnehmers steht als Abbild des Wertes der Messgröße das Messsignal zur Verfügung. Beim elektrischen Messen mechanischer Größen wird dieses mit einem elektrischen Signalparameter dargestellt und in eine elektrische Ausgangsgröße umgeformt.

- ⇒ Beispiele für Eingangsmessgrößen: Weg, Geschwindigkeit, Beschleunigung, Druck, Kraft, Dehnung.
- ⇒ Beispiele für umformende Messeffekte: Lichtstrichtungssteuerung (Autokollimationspiegel), Induktivitäts- bzw. Widerstandsänderung durch Dehnung oder Temperatur, in bewegter Spule induzierte Spannung, Drehzahl einer Messturbinen.

- ⇒ Beispiele für Ausgangsgrößen: elektrische Spannung an den Klemmen eines Tachogenerators mit dem Signalparameter Frequenz proportional zur Winkelgeschwindigkeit; Wechselspannung mit den Signalparametern Amplitude und Phase als Ausgangssignal einer trägerfrequenten induktiven Halbbrücke; Position eines gespiegelten Strichkreuzes auf den Skalen eines Messfeldes.

Zwischen Aufnehmer und Messwertausgabe ist meist das Anpassglied der Messkette angeordnet, das in weitere Glieder unterteilt sein kann und je nach Messkette unterschiedliche Funktionen erfüllt. (Blockdarstellung von Messketten in VDE/VDI - Richtlinie 2600 Blatt 5 in der Gliederung nach Geräteblöcken oder nach Funktionsblöcken).

- ⇒ Beispiel: Thermoelement, eine Messspannungsquelle.

Ein Drehpulsmeßinstrument folgt mit seinem Zeigerausschlag proportional zum Signalparameter Strom. Dieser Strom ist bei vorgegebener Thermoempfindlichkeit durch den Gesamtwiderstand des Stromkreises festgelegt, so dass durch die Reihenschaltung von Thermoempfindlichkeitswiderstand, Messleitungswiderstand und Innenwiderstand des Meßinstrumentes im Beharrungszustand ( $T = \text{const.}, \Sigma R = \text{const.}$ ) durch einen Anpasswiderstand die Zuordnung von Skalenteilen zur Temperatur übersichtlich wird.

Beim Messen wird dem Meßobjekt durch das Thermoelement Wärme in Form von elektrischer und thermischer Leistung entzogen, welche die Temperaturverteilung im Meßobjekt stört. Durch Leistungsanpassung (Meßinstrumentinnenwiderstand = Widerstand des restlichen Meßkreises) kann dem Anzeigeelement ein Maximum an Nutzleistung zugeführt werden, so dass ein robustes Meßgerät Verwendung finden kann. Alternativ kann ein hochohmiger Meßverstärker mit vernachlässigbarem Eingangsstrom die elektrischen Verluste fast zu Null machen und erlaubt dünne, nur gering wärmeleitende Thermodrähte. Die Leistung für das robuste Anzeigeelement stammt aus der Hilfsenergiequelle.

Alle Glieder der Messkette werden neben der Wirkung der Eingangsgröße auch durch innere und äußere Einflussgrößen gestört.

- ⇒ Äußere Einflussgrößen sind z.B.: Umgebungstemperatur, Erschütterungen, Magnetfelder, elektrische Felder, Netzspannungsabweichungen, auf den Eingang wirkende unerwünschte Komponenten der Messgröße.
- ⇒ Innere Einflussgrößen sind z.B.: Eigenerwärmung, Widerstandsrauschen, Einstreuungen von leistungsstarken auf leistungsschwache Messkettenglieder.

Die Einflussverringerng und Entstörung ist eine der wesentlichsten Bestandteile der messtechnischen Praxis, auf den bei speziellen Messketten noch eingegangen wird.

## 1.2 Aktive und passive Aufnehmer, Anforderungen an die Signalverarbeitung

Grundsätzlich sind zwei Arten von Aufnehmern, aktive und passive, zu unterscheiden.

Aktive Aufnehmer entziehen dem Messobjekt parasitär Signalleistung, die in die Messkette fließt.

⇒ Beispiele: Thermoelemente, Sperrschicht-Photoelemente, piezoelektrische Kraft-, Druck- und Beschleunigungsaufnehmer und elektrodynamische Schwingungsaufnehmer.

Bei passiven Aufnehmern wird durch die Messgröße ein Parameter eines Bauelements wie Kapazität, Induktivität oder Widerstand gesteuert. Die Änderung dieser Parameter wird elektrisch erst durch die Zufuhr von Hilfsenergie nachweisbar. Um die Hilfsenergie an die Aufnehmer anzupassen und die Veränderungen der Parameter durch die Wirkung der Eingangsgröße nachweisbar zu machen, sind Zwischenschaltungen notwendig. Von diesen Zwischenschaltungen (Messbrücken, Kompensatoren, Konstantstromquellen) werden die Messsignale abgenommen.

⇒ Beispiele: Weg- oder winkelmessende Messpotentiometer, Widerstandsthermometer, Dehnungsmessstreifen (DMS), Photowiderstände.

Auch passive Aufnehmer stören ohne Signalleistungsentzug die Objekte, z.B. durch die Verlustleistung der Hilfsenergie; als DMS verändern sie die mechanischen Objekteigenschaften usw. Aufnehmerbedingte Objektstörungen verfälschen grundsätzlich das Messergebnis systematisch, so dass beim Überschreiten zulässiger Messfehlergrenzen diese systematischen Fehler soweit wie möglich im Messergebnis berücksichtigt werden müssen. Wesentliche Beurteilungsgrundlage ist ein Vergleich der Leistungsbilanzen von Aufnehmer und Prozess bzw. Messobjekt.

## 1.3 Signaldarstellung im Zeit- und Frequenzbereich

Neben der mathematisch-numerischen Beschreibung eines Messsignals oder -signalgemisches hat auch die grafische Darstellung der Signale als Funktion von einer oder mehreren Variablen für die Anschauung eine große Bedeutung. Die Signalverfolgung mit dem Kathodenstrahlzilloskop, wie sie bei schnell veränderlichen Größen erforderlich ist, liefert grafische Darstellungen des Zeitverlaufs eines Messsignals. Entweder wird aus einem beliebigen zeitlichen Verlauf einmalig ein Ausschnitt im vorbestimmten Zeitmaßstab dargestellt, oder es werden aus einem sich periodisch wiederholenden Signal zueinander kongruente Zeitabschnitte kontinuierlich herausgeschnitten und sich überdeckend als stehendes Bild im festen Zeitmaßstab auf dem Schirm dargestellt, wobei die Zeitdarstellung Lücken für das Zurückspringen des Schreibvorganges aufweisen muss.

Bevorzugte Grundtypen von Diagrammen stellen die nächsten Abschnitte dar.

### Amplituden-Zeit-Diagramm

Ein Amplituden-Zeit-Diagramm beschreibt zum Beispiel einen mit konstanter Horizontalgeschwindigkeit abgelenkten Elektronenstrahl auf dem Bildschirm eines Oszilloskops. Die horizontale Achse ist in Zeitintervalle zu teilen, z.B. 2 Millisekunden pro Teilstrich. Auf der vertikalen Achse wird der Augenblickswert der Messgröße aufgezeichnet, z.B. 0,5 Volt pro Teilstrich. Der Kurvenverlauf bildet den zeitlichen Verlauf der Messgröße ab.

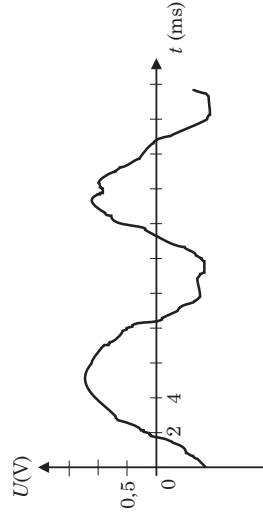


Bild 1.2 Amplituden-Zeit-Diagramm

### Amplituden-Frequenz-Diagramm

Es stellt die spektrale Zerlegung eines Zeit- oder auch Ortssignals in zeitliche oder örtliche Frequenzkomponenten dar.

Mit Hilfe von Filtern oder ähnlichen Geräten kann bei einem Messsignalgemisch der Anteil der beteiligten Einzelfrequenzen nach Frequenz und Amplitude erfasst werden. Die entsprechende Darstellungsform ist das Amplituden-Frequenz-Diagramm. Die horizontale Achse wird in Frequenzintervalle geteilt, z.B. 1000 Hz pro Teilstrich. Die den Teilfrequenzen zugeordneten zeitlichen oder örtlichen Funktionen sind sinusförmig. Soll durch Addition das Frequenzgemisch in die Ausgangsfunktion zurückgewandelt werden, so müssen die Phasenlagen zwischen den Teilfrequenzen mit kleiner Unsicherheit bekannt sein.

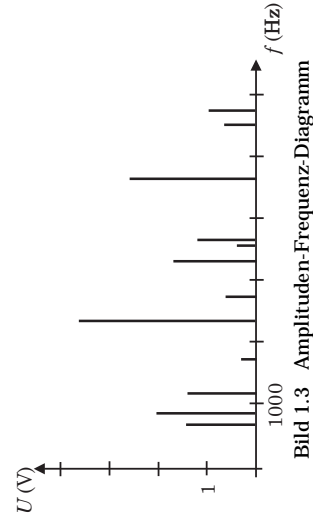


Bild 1.3 Amplituden-Frequenz-Diagramm

**Zusammenhänge zwischen Zeit- und Frequenzdarstellung**

Durch die Fouriertransformation, die durch eine Integralgleichung ausgedrückt wird, lassen sich mathematisch alle Zeit- und Frequenzfunktionen ineinander umwandeln. Zur Bestimmung eines Punktes auf der Zeitachse zugeordnete Amplituden- oder Phasenwerte müssen allen Punkten auf der Zeitachse zugeordnete Amplitudenwerte in die Integration einbezogen werden. Bei der eindeutigen Rücktransformation gehen in dem einen Punkt auf der Zeitachse zugeordneten Amplitudenwert die Amplituden und Phasenwerte aller Punkte auf der Frequenzachse ein.

In einigen anschaulichen Fällen können die Zusammenhänge plausibel verdeutlicht werden. Die folgenden Beispiele beziehen sich auf Spannungen, sie können aber stellvertretend für alle Arten von Messgrößen betrachtet werden. Bei zeitlich variablen Spannungen ist eine Angabe zur Beschreibung unzureichend. Beschreibungsparameter sind der Scheitelwert  $\hat{U}$ , der Mittelwert  $\bar{U}$ , der Effektivwert  $U_{\text{eff}}$ .

⇒ Fall 1: Gleichspannung:  $\hat{U} = \bar{U} = U_{\text{eff}} = 3 \text{ V}$

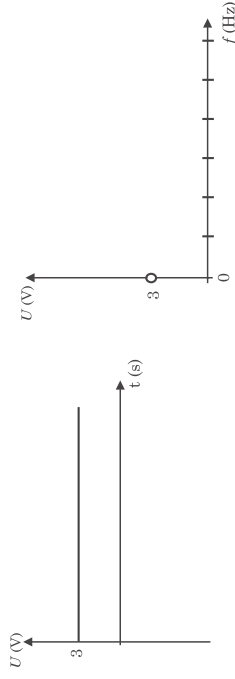


Bild 1.4 Gleichspannung

⇒ Fall 2: sinusförmige Spannung:  $\hat{U} = 3 \text{ V}$ ,  $U_{\text{eff}} = 3/\sqrt{2} \text{ V}$ ,  $\bar{U} = 0 \text{ V}$ ,  
 Frequenz:  $f_0 = 1000 \text{ Hz}$  (Periodendauer  $T = 1 \text{ ms}$ )

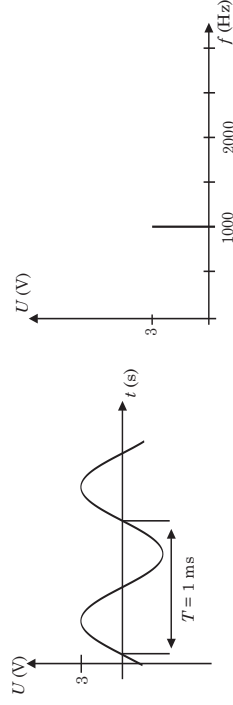


Bild 1.5 Sinusförmige Spannung

Eine sinusförmige Spannung mit zeitlich konstanter Amplitude hat nur eine einzige Spektrallinie bei der Frequenz  $f_0$ .

⇒ Fall 3: annähernd rechteckförmige Spannung, Tastverhältnis 1:1  
 $\hat{U} = 3 \text{ V}$ ,  $U_{\text{eff}} = 3 \text{ V}$ ,  $\bar{U} = 0 \text{ V}$

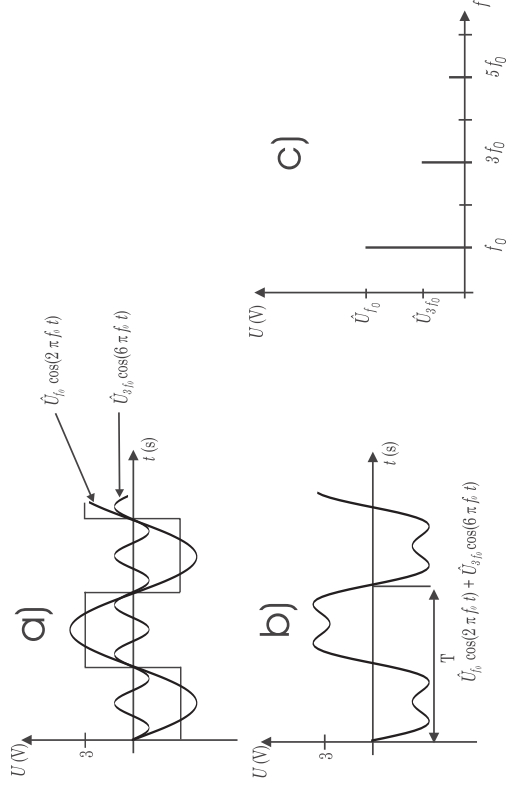


Bild 1.6 Rechteckförmige Spannung

Ein rechteckförmiges Zeitsignal (Bild 1.6 a) setzt sich aus einer Summe von ungeradzahli- gen Oberwellen mit abfallender Amplitude zusammen (Bild 1.6 c) (s. auch Bronstein). Eine gute Annäherung ergibt sich hier bereits aus der Grundfrequenz  $f_0$  und der dritten Ober- welle  $3 f_0$  (Bild 1.6 b).

⇒ Fall 4: Rauschsignal, weißes Rauschen (alle Frequenzen sind enthalten)  
 $U_{\text{eff}} = 3 \text{ V}$

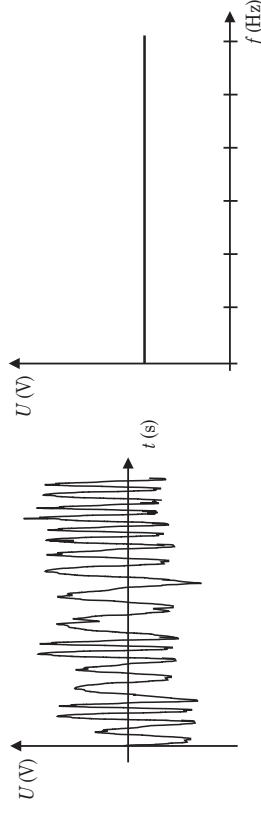


Bild 1.7 Rauschsignal

In einem nur statistisch beschreibbarem Signal wie dem Rauschsignal sind, über einen längeren Beobachtungszeitraum gesehen, alle Frequenzen enthalten, wobei die Amplituden

dem Zufall unterliegen. Daher ergibt die Amplituden-Frequenz-Darstellung einen gleich großen Mittelwert der Amplitude  $U$  für alle Frequenzen. Meist ist das Rauschsignal nur innerhalb eines Frequenzbandes vorhanden, z.B. von 0 bis 100 kHz.

Anstelle der Variablen „Zeit“ kann mit den gleichen Formalien auch die Variable „Weg“ in die Darstellung eingeführt werden, so dass mit Ortsfrequenzen ein- und zweidimensionale Systeme, z.B. auch Oberflächen beschreibbar werden. Voraussetzung für die Anwendbarkeit der Fouriertransformation ist, dass die Signalwege im mechanischen, elektrischen oder optischen Bereich lineare Übertragungseigenschaften aufweisen.

## 1.4 Ausschlag-, Kompensations- und Substitutionsverfahren

Das Prinzip dieser drei Messverfahren lässt sich anschaulich am Beispiel der Wägung erläutern.

⇒ **Ausschlagverfahren:** Beispiel Federwaage

Bei der Federwaage verursacht die Messgröße (Kraft  $F$ ) einen Ausschlag  $x$  der Feder (Vergleichsnormal, Federkonstante  $c$ ), aus dem die Anzeige abgeleitet wird.

$$x = \frac{F}{c}$$

Eigenschaften:

- Vergleichsnormal (Feder) ist von Einflüssen abhängig  $c = c(T, t, F)$
- $F = m \cdot g$ ,  $g$  ist ortsabhängig

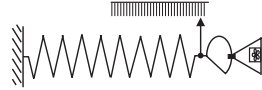


Bild 1.8 Federwaage

⇒ **Kompensationsverfahren:** Beispiel gleicharmige Balkenwaage

Bei der gleicharmigen Balkenwaage erfolgt der Vergleich mit dem Normal bei Nullstellung der Waage, d.h. die Wirkung der Messgröße wird durch das Normal (Gewichtssatz) kompensiert.

Eigenschaften:

- Vergleichsnormal mit kleiner Unsicherheit realisierbar
- Vertauschungsmöglichkeit von  $m_x$  und  $m_N$
- Einflüsse wie Ortsabhängigkeit von  $g$ , Temperatur auf Hebelarmlänge und Teile der Luftantriebskraft heben sich gegenseitig auf

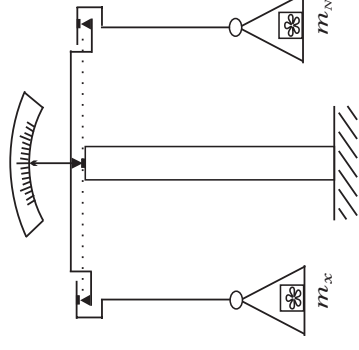


Bild 1.9 gleicharmige Balkenwaage

⇒ **Substitutionsverfahren:** Beispiel Substitutionswaage

Im Gegensatz zur Kompensationswaage hängen Wägut und Normal am gleichen Hebelarm, d.h. die Wirkung der Messgröße wird durch das Normal ersetzt (substituiert).

Eigenschaften:

- keine Hebelfehler
- konstante Belastung
- durch asymmetrische Waagebalken lässt sich die Gesamtbelastung der Haupt-schneide verringern.

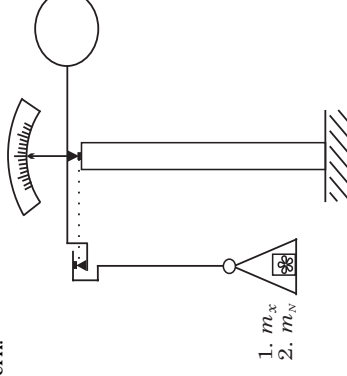


Bild 1.10 Substitutionsverfahren

## 2 Messbrücken

### 2.1 Aufgabe der Brückenschaltung

Für viele Anwendungen der Messtechnik werden spezielle WiderstandsbaufORMen als Aufnehmer verwendet. Bei ihnen kann vom Widerstandswert auf den Wert der Messgröße geschlossen werden. Die Proportionalität muß nicht unbedingt linear sein; mit entsprechenden Umrechnungsformeln oder -tabellen können auch nichtlineare Zusammenhänge erfasst werden. In folgenden technischen Anwendungen werden Widerstandsaufnehmer u.a. verwendet:

- ⇒ Längenmessung: Wegpotentiometer, Winkelpotentiometer
- ⇒ Temperaturmessung: Platinwiderstände, Halbleiterwiderstände
- ⇒ Dehnungsmessung: Dehnmessstreifen
- ⇒ Lichtmessung: Fotowiderstände (z.B. CdS, PbS)
- ⇒ Magnetfeldmessung: Feldplatten

Zur weiteren Messsignalverarbeitung wird die Größe des Widerstands in eine Spannung oder einen Strom umgesetzt. Dazu gibt es drei Messschaltungen, um die Widerstandsaufnehmer zuzuordnen:

- ⇒ Das Spannungsteilerverfahren
- ⇒ Die Brückenschaltung im Ausschlagverfahren
- ⇒ Das Kompensations- (Null-) verfahren

Jedes dieser Verfahren hat spezifische Vor- und Nachteile und eignet sich deshalb für besondere Messaufgaben.

### 2.2 Spannungsteilerverfahren

Hier wird aus dem Aufnehmerwiderstand und einem festen Widerstand  $R$  ein Spannungsteiler aufgebaut, der mit einer festen Spannung  $U_0$  gespeist wird. Mit dem Spannungsmessgerät wird der Spannungsabfall  $U$  am Widerstand  $R$  gemessen.

Die am Instrument abzulesende Spannung ist etwa umgekehrt proportional zum Widerstandswert. Bei kleinen relativen Änderungen des Widerstands (bei DMS z.B.  $2\%$ ) ändert sich die Spannung  $U$  in gleicher Größenordnung, eine Änderung, die praktisch nicht ablesbar ist.

Der Einsatzbereich einer Messanordnung im Spannungsteilerverfahren beschränkt sich auf Anwendungsfälle, bei denen mit großen relativen Widerstandsänderungen zu rechnen ist.

⇒ Beispiel: Halbleitertemperaturfühler

$$R_A(20^\circ\text{C}) = 10\,000\ \Omega, R_A(120^\circ\text{C}) = 500\ \Omega \Rightarrow \Delta R = -9500\ \Omega$$

Konstantstromspeisung:

Moderne elektronische Regler in Versorgungsgeräten erlauben mit etwa gleichem Aufwand Konstantspannung und Konstantströme zu erzeugen. Wird der Messwiderstand von einem Konstantstrom durchflossen, so ist die messbare Spannungsänderung  $\Delta U$  streng proportional  $\Delta R$ .

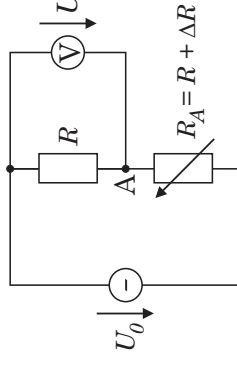


Bild 2.1 Spannungsteiler

### 2.3 Ergänzung des Spannungsteilers zu einer Brücke, Ausschlagverfahren

Hat man beim Spannungsteilerverfahren den Wert des festen Widerstands  $R$  so ausgewählt, dass er dem des Fühlerwiderstands  $R_A$  entspricht, so zeigt das Spannungsmessgerät  $U$  die halbe Speisespannung  $U_0$  an. Kleine relative Änderungen des Aufnehmerwiderstands erscheinen gleichfalls als kleine Spannungsänderungen. Fügt man jedoch einen zweiten Spannungsteiler mit zwei gleichen Widerständen  $R$  hinzu, erhält man am Punkt B ebenfalls die halbe Speisespannung  $U_0$  (Bild 2.2)

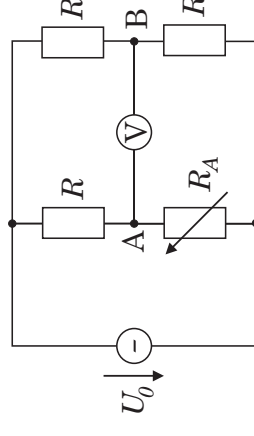


Bild 2.2 Brückenschaltung

Schaltet man jetzt ein Spannungsmessgerät zwischen die Punkte A und B, dessen Spannungsempfindlichkeit erheblich größer ist, so werden jetzt schon kleine relative Wider-

standsänderungen durch große Ausschläge angezeigt. Der konstante Anteil des Widerstandwertes wird durch die Brückenordnung unterdrückt. Zeichnet man die Skala des Spannungsmessgerätes neu, so kann auf ihr direkt der Messwert abgelesen werden.

## 2.4 Kompensationsverfahren

Bei sehr genauen Messungen, die unabhängig von der Genauigkeit und Stabilität des Spannungsmessgerätes sein sollen, wählt man das Kompensations-(Null-)verfahren. Statt des Spannungsmessgerätes wird ein Nullindikator eingesetzt, und gegenüber dem Aufnehmerwiderstand  $R_A$  wird ein kalibrierter Einstellwiderstand (Widerstandsdekade) eingesetzt.

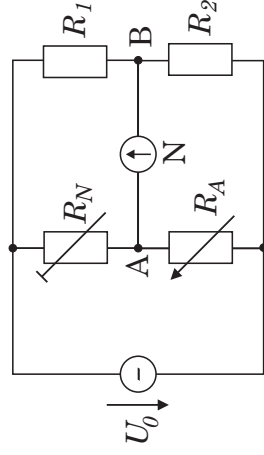


Bild 2.3 Brückenschaltung mit Nullindikator

Der Nullindikator N zeigt nur dann Null an, wenn die Spannung zwischen A und B verschwindet. Das ist nur dann erfüllt, wenn die beiden Spannungsteiler gleiche Teilungsverhältnisse haben. Deswegen gilt folgendes Verhältnis:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_N}{R_A} \quad (2.1)$$

Die Brücke ist dann abgeglichen, wenn die Spannung am Nullindikator Null ist. In diesem Fall kann der Widerstandwert des unbekanntem Aufnehmerwiderstandes  $R_A$  am Widerstand  $R_N$  abgelesen werden. Der Abgleichvorgang der Brücke wird von Hand oder automatisch (Motorpotentiometer) durchgeführt.

## 2.5 Mathematische Zusammenhänge

### 2.5.1 Ausschlagverfahren

Die mathematische Beschreibung einer solchen Brückenschaltung lässt sich einfach aus dem Spannungsteiler herleiten. Dabei wollen wir die Spannungsänderung  $U$  am Instrument infolge der Widerstandsänderung  $\Delta R$  des Aufnehmerwiderstandes  $R_A$  betrachten.

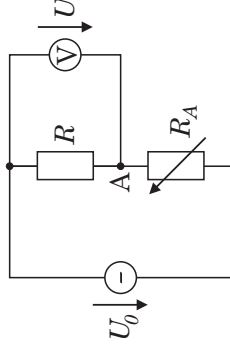


Bild 2.4 Spannungsteiler

$$\frac{U}{U_0} = \frac{R}{R + (R + \Delta R)} \quad (2.2)$$

$$U = U_0 \frac{R}{2R + \Delta R} = \frac{U_0}{2} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{2R}} \quad (2.3)$$

Man erkennt sofort, dass der Zusammenhang zwischen der angezeigten Spannung  $U$  und der Widerstandsänderung  $\Delta R$  nicht linear ist.

Der Funktionszusammenhang Gl.(2.3) lässt sich in Form einer Taylorreihe entwickeln:

$$\begin{aligned} U &= \frac{U_0}{2} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{2R}} \\ &= \frac{U_0}{2} \left[ 1 - \frac{\Delta R}{2R} + \left( \frac{\Delta R}{2R} \right)^2 - \left( \frac{\Delta R}{2R} \right)^3 + \dots \right] \end{aligned} \quad (2.4)$$

Für kleine Werte von  $\Delta R$  ( $\Delta R/(2R) \ll 1$ ) können die Glieder höherer Ordnung vernachlässigt werden; damit ergibt sich näherungsweise

$$U = \frac{U_0}{2} \left( 1 - \frac{\Delta R}{2R} \right) \quad (2.5)$$

Die einfache Spannungsteilerschaltung, die auf diese Gleichung führt, ist für die praktische Messung jedoch ungeeignet, wie das folgende Beispiel erläutert:

⇒ Die Dehnung von St 37 an der Streckgrenze beträgt  $\varepsilon_S \approx 1\%$ . Bei einer angenommenen Speisespannung von  $U_0 = 2\text{ V}$  und einem k-Faktor  $k = 2$  beträgt im unbelasteten Zustand die abgegriffene Spannung  $U = 1\text{ V}$  (Symmetrischer Spannungsteiler). Für die relative Widerstandsänderung vom unbelasteten Zustand bis zur Streckgrenze ergibt sich:

$$\frac{\Delta R}{R} = k \cdot \varepsilon_S = 2 \cdot 1\% = 2\%$$

Die Spannungsänderung ergibt sich an der Streckgrenze mit Gl.(2.5)

$$U = \frac{U_0}{2} \cdot (1 - 0,002) \quad \text{zu} \quad \Delta U = \frac{U_0}{2} \cdot 0,002;$$

d.h. der gesamte vorgegebene Messbereich liegt zwischen 999 mV und 1000 mV; dem viel kleineren Messsignal ist der Ruheanteil überlagert.

Um den großen konstanten Anteil  $U_0/2$  zu eliminieren, wird ein zweiter Spannungsteiler hinzugefügt.

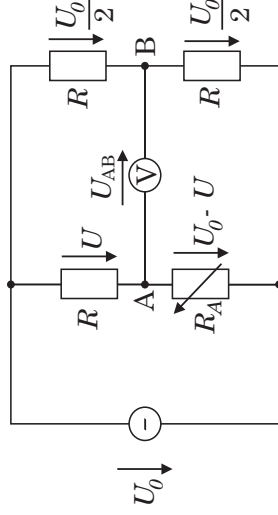


Bild 2.5 Zum Ausschlagverfahren

Zur vorzeichenrichtigen Berechnung von  $U_{AB}$  ist die Polarität der Speisespannung  $U_0$  zu beachten. Die Spannung  $U_{AB}$  ergibt sich damit aus der Maschenregel wie folgt:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= -U + \frac{U_0}{2} \\ &= -\frac{U_0}{2} + \frac{U_0}{2} + \frac{U_0}{2} \\ &\approx -\frac{U_0}{2} \left( 1 - \frac{\Delta R}{2R} \right) + \frac{U_0}{2} \approx \frac{U_0}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R} \end{aligned} \quad (2.6)$$

$U_{AB}$  ist aus denselben Gründen wie vorher nur bei kleinen Werten  $\Delta R$  linear anzunehmen.

Will man unmittelbar ein Drehpulinstrument zur Anzeige verwenden, so ist für dieses eine Leistungsanpassung erforderlich, d.h. der Innenwiderstand des Messinstrumentes muss gleich dem Ersatzwiderstand der Brückenschaltung sein. Für die Punkte A und B bedeutet dies bei zu vernachlässigendem Innenwiderstand der Brückenspeisequelle eine Parallelschaltung von  $2 \cdot 2R$ , so dass der Ersatzwiderstand des Netzwerks gleich  $R$  ist, d.h. der Innenwiderstand des Messinstrumentes sollte ebenfalls gleich  $R$  sein. Da es sich dann nicht mehr um einen unbelasteten Spannungsteiler handelt, der bei der Ableitung der Gl.(2.6) vorausgesetzt wurde, ist eine größere Nichtlinearität die Folge.

Eine Berücksichtigung dieser Nichtlinearität kann durch die Fehlerkurve (Bild 2.6) erfolgen.

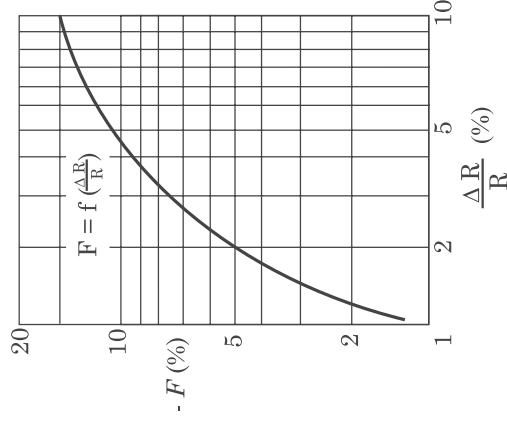


Bild 2.6 Fehlerkurve

Eine Kompensation dieser Nichtlinearität ist bei Temperaturmessungen möglich. Man setzt hierbei einen Werkstoff ein, dessen Kennlinie zu der in Bild 2.6 invers ist. Durch Subtraktion der beiden Kennlinien ist damit der Zusammenhang zwischen Temperaturänderung und Ausschlag am Instrument linear. Beim Ausschlagverfahren ist stets der Ausschlag proportional zur Brückenspeisespannung oder zum Konstantstrom, d.h. das Messergebnis ist ähnlich unsicher wie die relative Versorgungsstabilität.



### 2.5.2 Kompensationsverfahren

Die Linearitätsabweichungen und die Hilfsenergieabhängigkeit werden bei dem Nullabgleich der Brücke mittels eines Messwiderstandes weitgehend behoben (Kompensation). Die Spannungsanzeige Null des Nullindikators ergibt sich dann, wenn beide Brückenarme ( $R_N$ ,  $R_A$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ) gleiche Teilungsverhältnisse haben:

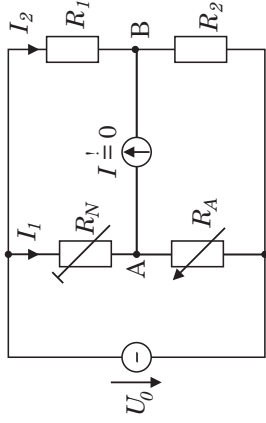


Bild 2.7 Brückenschaltung mit Nullabgleich

$$\frac{R_N}{R_A} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.7)$$

Dabei ist die absolute Größe des Gesamtwiderstandes eines Brückenarms weitgehend unwichtig; für den Abgleich entscheidend ist das Verhältnis der Widerstände zueinander.

### 2.6 Brücken mit zwei Aufnehmerwiderständen

In den bisher betrachteten Brückenschaltungen befanden sich stets ein veränderlicher, „aktiver“ Aufnehmerwiderstand  $R_A$  und drei fest eingestellte Widerstände  $R_N$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ . Um die bei einer solchen Brückenordnung resultierende Spannung  $U_{AB}$  zu vergrößern ohne  $U_0$  zu verändern, kann ein zweiter „aktiver“ Aufnehmerwiderstand  $R_{A2}$  in die Schaltung eingesetzt werden. Die beiden Spannungsteiler ( $R_1$ ,  $R_{A1}$ ), ( $R_3$ ,  $R_{A2}$ ) verhalten sich bei  $R_1 = R_3$  gleichartig, aber gegenläufig. Die resultierende Spannung  $U_{AB}$  wird entsprechend doppelt so groß wie im Fall mit einem aktiven Aufnehmer.

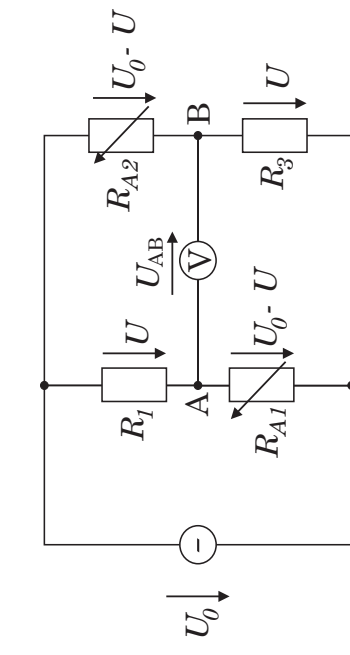


Bild 2.8 Brückenschaltung mit zwei aktiven Widerständen

Mit  $R = R_1 = R_3$  und  $R_{A1} = R_{A3} = R + \Delta R$  ergibt sich:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= -U + U_0 - U \\ &= -2U + U_0 \\ &\approx -2 \frac{U_0}{2} \left( 1 - \frac{\Delta R}{2R} \right) + U_0 \approx -\frac{U_0}{2} \cdot \frac{\Delta R}{R} \end{aligned} \quad (2.8)$$

## 2.7 Wechselstrombrücken

Die bisherige Betrachtung ging davon aus, dass als Brückenwiderstände „echte“ ohmsche Widerstände in einer Brückenschaltung verwendet wurden, die mit Gleichspannung versorgt wurde. Die Richtigkeit der hergeleiteten Beziehungen ist aber nicht auf diesen einfachen Fall beschränkt. Vielmehr kann eine Messbrücke auch mit Wechselspannung versorgt werden, sofern dafür die geeigneten Messverstärker und Anzeigeelemente verwendet werden. Weiterhin ist es möglich, für die Widerstände eines Brückenzweiges auch Blindwiderstände einzusetzen, d.h. Spulen oder Kondensatoren, die bei einer vorgegebenen Trägerfrequenz einen Wechselstromwiderstand  $Z_L = \omega L$ ,  $Z_C = 1/\omega C$  haben. In der Realität sind solche Blindwiderstände stets mit Verlustwiderständen gekoppelt (z.B. eine Spule mit dem Widerstand der Drahtwicklung). Dadurch wird die Brückenanordnung komplizierter. Man kann die Phasenverschiebung zwischen dem Strom in einem Brückenweig und der Spannung am Mittelpunkt nicht mehr unbeachtet lassen. Die Spannung  $U_{AB}$  wird bei einer wechselfeldspeisten Brücke (Bild 2.9) nur Null, wenn

1. die Teilverhältnisse der Brückenzeige gleich sind (Betragsabgleich) und
2. die Phasenlage der Spannungen  $U_A$  und  $U_B$  gleich ist (Phasenabgleich).

Durch die Einfügung der Kondensatoren  $C_3$  und  $C_4$  kann bei dem rechten Brückenweig eine Phasenverschiebung erzwungen werden, welche die des linken Brückenzweiges kompensiert.

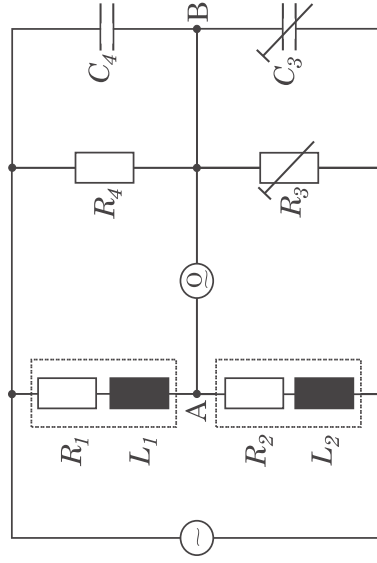


Bild 2.9 Wechselstrombrückenschaltung

Für das Verhältnis der Impedanzen zum Abgleich muss dann gelten:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_4}{Z_3}$$

## 2.8 Konstantstromverfahren als Alternative zur Brückenschaltung

Besteht eine große räumliche Trennung zwischen dem Anbringungsort des Aufnehmerwiderstandes und den übrigen Widerständen der Messbrücke, so wirkt der Widerstand der Zuleitungsdrähte verfälschend auf das Messergebnis. Auch durch Kunstschaltungen (Leitungsabgleich, Dreileitersystem) lässt sich der Leitungseinfluss nur unvollständig kompensieren. Ein heute schon häufig angewendetes Verfahren versorgt den Fühlerwiderstand mit einem konstanten Strom. Die sich daraus ergebende Messanordnung ist aber keine Brückenschaltung mehr.

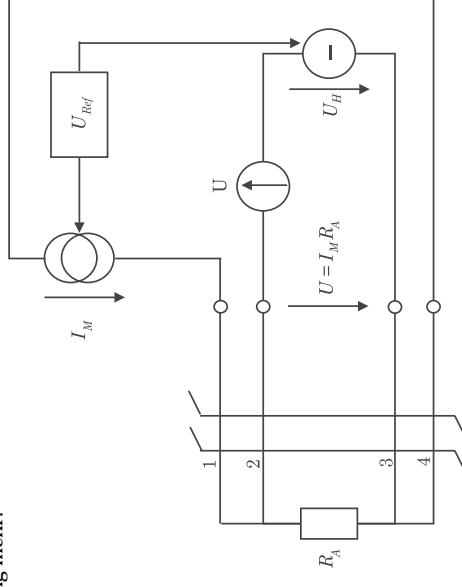


Bild 2.10 Vierleitersystem

Als Zuführung werden für einen Widerstandsfühler 4 Zuleitungen benötigt, weswegen das Verfahren auch Vierleitersystem genannt wird. Die Stromquelle schiebt, unabhängig von der Leitungslänge, einen eingepprägten Strom  $I_M$  durch  $R_A$ , der über die Zuleitung 1 zum Messfühler hin und über die Zuleitung 4 vom Messfühler zurückfließt. Mit Hilfe der Zuleitungen 2 und 3 wird der Spannungsabfall am Fühlerwiderstand

$$U = I_M \cdot R_A \quad (2.9)$$

zum Messgerät übertragen und dort mit einer einstellbaren Hilfsspannung  $U_H$  verglichen. Die vom Spannungsmessgerät angezeigte Differenz der Spannungen  $U$  ist dann linear proportional zur Änderung des Fühlerwiderstandes. Eine derartige Messanordnung lässt sich nur mit einem hohen Aufwand an elektronischen Bauelementen realisieren. Dabei wird sowohl der Konstantstrom  $I_M$  als auch die Gegenspannung  $U_H$  von der gleichen Referenzspannungsquelle  $U_{Ref}$  gesteuert, um durch gleichsinnige Änderungen den Einfluss auf den Messwert zu verringern.

### 3 Messverstärker

#### 3.1 Gleichspannungsverstärker

Gleichspannungsverstärker sind Verstärker mit der unteren Grenzfrequenz Null. Es lassen sich Messsignale vom statischen Fall über sich langsam ändernde Signale bis hin zu hochfrequenten Messsignalen verstärken. Die obere Grenzfrequenz wird praktisch nur durch die Zeitkonstante des Widerstandsaufnehmers, der Zuleitung und des Verstärkers bestimmt (die im Labor verwendeten Verstärker haben eine Bandbreite von 0 bis ca. 20 kHz). Damit steht dem Anwender für alle Anwendungen im mechanischen Bereich ein ausreichendes Frequenzspektrum zur Verfügung.

Als zusätzlicher Vorteil ergibt sich, dass der Vorzeichenwechsel des Messsignals mit übertragen wird, ohne dass der schaltungstechnische Aufwand höher wird (s. dazu Kap. Trägerfrequenzmessverstärker). Diese Vorteile müssen jedoch mit folgenden Nachteilen erkauft werden:

- ⇒ Gefahr der Nullpunktdrift (Der eingestellte Nullpunkt bleibt nicht konstant, er „driftet“. Der Grund: Alterung der Bauteile, Temperatureinflüsse, nicht konstante Versorgungsspannung, usw.)
- ⇒ Einfluß thermoelektrischer Spannungen (Thermoelemente).
- ⇒ Störung durch Netzfrequenz und Oberwellen, besonders nachteilig bei zeitlichen Änderungen der Messgröße im gleichen Frequenzbereich.
- ⇒ Hohe zusätzliche Rauschleistung im Niederfrequenzbereich unter 100 Hz aus Leitungsmechanismen im Halbleiter.

Diese Nachteile lassen sich zum Teil jedoch durch schaltungstechnische Maßnahmen in ihrer Auswirkung verringern. Darauf soll in diesem Rahmen jedoch nicht eingegangen werden. Aufgrund der großen Bandbreite werden die in komplizierten Signalkurvenformen enthaltenen Oberwellen mit übertragen.

#### 3.2 Trägerfrequenzmessverstärker

Ein Verstärker, der die Nachteile des Gleichspannungsverstärkers vermeidet, ist der Trägerfrequenzmessverstärker. Außerdem ist der Schaltungsaufwand und damit der Preis erheblich höher. In Bild 3.1 ist der Trägerfrequenzmessverstärker in einer mit Wechselspannung gespeisten Messbrücke mit der zugehörigen Demodulation des Signals dargestellt.

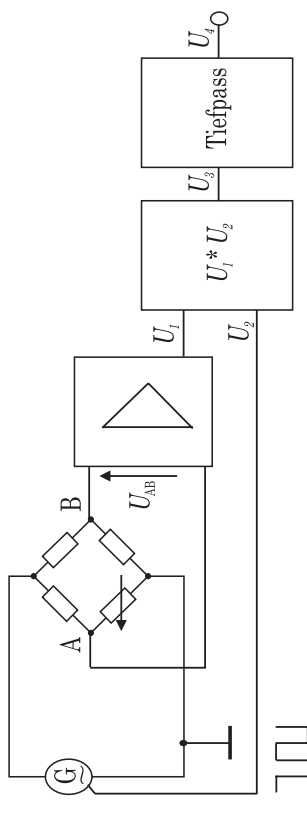


Bild 3.1 Trägerfrequenzmessverfahren

Der Generator G liefert eine sinusförmige Wechselspannung mit der Trägerfrequenz  $\Omega$ :

$$U_0 = \hat{U}_0 \sin(\Omega t) \quad (3.1)$$

Verändert sich ein Widerstand (Widerstandsaufnehmer) der Brücke statisch (z.B. statische Belastung eines DMS), so ergibt sich nach Abschnitt (2.5.1) eine Spannungsänderung in der Brückendiagonalen von

$$U_{AB} = \frac{U_0}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R} = U_0 \cdot C.$$

Dabei ist die relative Änderung  $\Delta R/R$  als klein angenommen. Es ergibt sich

$$U_{AB} = \hat{U}_0 \cdot C \cdot \sin(\Omega t) \quad (3.2)$$

Bei zeitlicher Veränderung der Messgröße ist der Amplitude der Brückenwechselspannung eine weitere Wechselspannung überlagert. Man spricht in diesem Fall von einer Amplitudenmodulation (AM). Für eine sinusförmige Veränderung der Messgröße soll die AM erläutert werden.

Es sei  $C = C_0 + \hat{C} \sin(\omega t)$

Damit wird Gl.(3.2) zu:

$$U_{AB} = \hat{U}_0(C_0 + \hat{C} \sin(\omega t)) \sin(\Omega t) \tag{3.3}$$

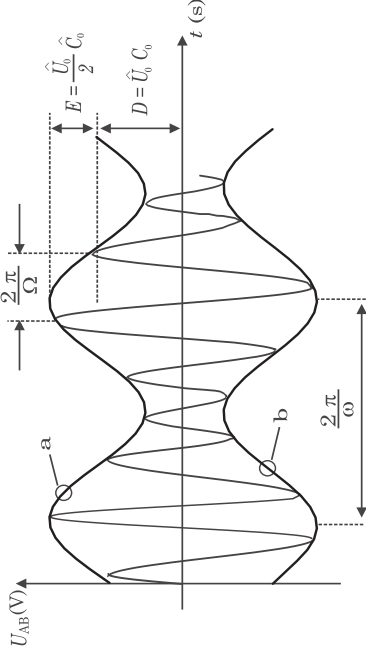


Bild 3.2 Amplitudenmodulierte Spannung an der Brücken diagonale

Bild 3.2 zeigt die amplitudenmodulierte Spannung. Daraus wird deutlich, daß zur hinreichend genauen Nachbildung der Messgröße die Trägerfrequenz  $\Omega$  deutlich größer als die Messfrequenz  $\omega$  sein muß. Für praktische Messungen sollte gelten:

$$\boxed{\Omega \geq 5 \omega}$$

Übliche Trägerfrequenzen sind

$$\frac{\Omega}{2\pi} = 5 \text{ kHz} \quad \text{bzw.} \quad 50 \text{ kHz}$$

Die sich daraus ergebenden oberen Grenzfrequenzen für die Messgröße sind dann

$$\frac{\omega}{2\pi} = 1 \text{ kHz} \quad \text{bzw.} \quad 10 \text{ kHz.}$$

Um die für den Wechselspannungsverstärker erforderliche Bandbreite zu ermitteln, wird Gl.(3.3) entsprechend dem Multiplikationstheorem

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta))$$

zerlegt.

Es ergibt sich aus Gl.(3.3)

$$\begin{aligned} U_{AB} &= \hat{U}_0 \cdot C_0 \sin(\Omega t) + \frac{1}{2} \hat{U}_0 \cdot \hat{C} \cdot \cos((\Omega - \omega) t) - \frac{1}{2} \hat{U}_0 \cdot \hat{C} \cos((\Omega + \omega) t) \\ &= D \sin(\Omega t) + E [\cos((\Omega - \omega) t) - \cos((\Omega + \omega) t)] \end{aligned} \tag{3.4}$$

Man sieht aus Gl.(3.4), dass außer der Trägerfrequenz  $\Omega$  auch noch die sogenannten „Seitenfrequenzen“  $(\Omega - \omega)$  und  $(\Omega + \omega)$  übertragen werden müssen (siehe Bild 3.3)

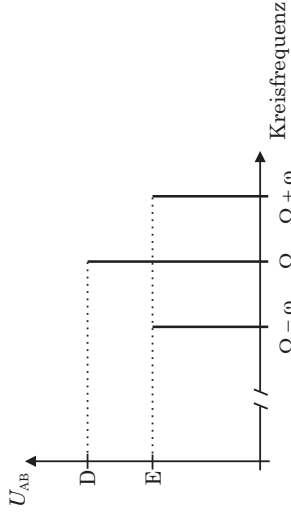


Bild 3.3 Trägerfrequenz  $\Omega$  mit Seitenbändern

Mit der Bedingung  $\Omega \geq 5 \omega$  müssen Frequenzen von  $\Omega - 0,2 \Omega$  bis  $\Omega + 0,2 \Omega$  übertragen werden können. Damit ergibt sich das erforderliche Frequenzband von  $\pm 20\%$  um die Trägerfrequenz. Verwendet man als Messverstärker einen Verstärker, der genau dieses Frequenzband übertragen kann, alle anderen Frequenzen jedoch nicht durchlässt, so sieht man deutlich den Vorteil des Trägerfrequenzverfahrens: Alle Störungen, die nicht innerhalb dieses Bereiches liegen, werden unterdrückt und verfälschen das Messsignal nicht. Um nun aus dem Frequenzgemisch am Ausgang des Messverstärkers wieder das (nun verstärkte) Messsignal zu erhalten, muss die Modulation wieder rückgängig gemacht werden, d.h. das Frequenzgemisch muß demoduliert werden. Eine einfache Gleichrichtung (Bezugsbildung) reicht in diesem Falle nicht aus, wie in Bild 3.4 gezeigt ist.

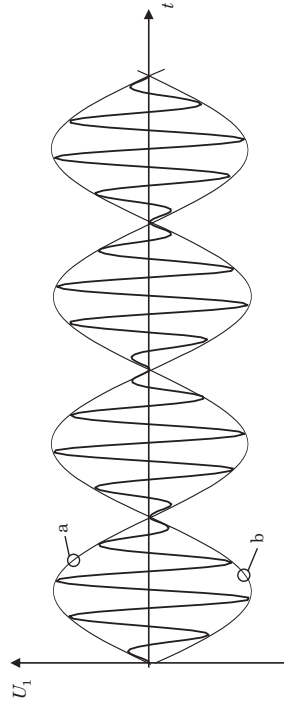


Bild 3.4 Frequenzgemisch am Ausgang des Messverstärkers

Es geht dabei das Vorzeichen der Brückenverstimmung verloren, man kann nicht zwischen den Kurven a und b in Bild 3.4 unterscheiden. Deshalb verwendet man zur Demodulation die sog. „phasenempfindliche Gleichrichtung“. In Bild 3.1 wird dieser Demodulator durch den Multiplizierer und den nachgeschalteten Tiefpass repräsentiert. Die Signalfolge dazu ist in Bild 3.5 dargestellt.

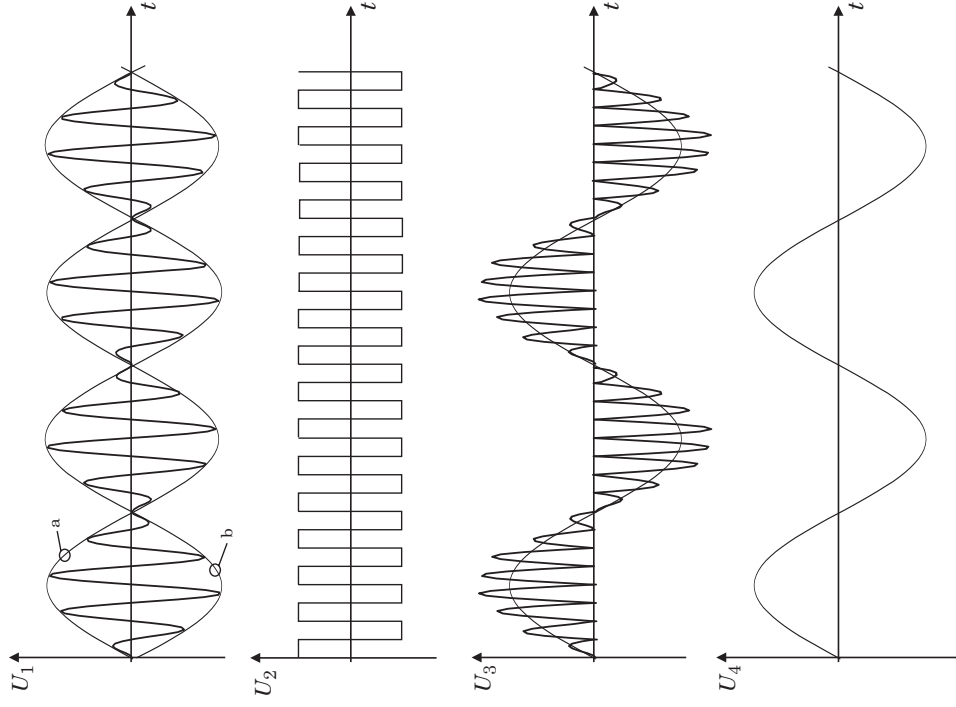


Bild 3.5 Signalfolge zur phasempfindlichen Gleichrichtung

Dem Generator, der die Messbrücke speist, wird ein Rechtecksignal  $U_2$  entnommen, das in Frequenz und Phase dem Brückenspeisesignal gleicht. In der Multiplikationsstufe wird das Produkt der Signale  $U_1$  und  $U_2$  gebildet. Entsprechend den Vorzeichenregeln ergibt sich für  $U_3$  eine wellige Wechselspannung, deren Mittelwert der sinusförmigen Brückenverstimmung entspricht. Mit Hilfe eines Tiefpassfilters, das nur noch die niedrige Signalfrequenz  $\omega$  und nicht mehr die Trägerfrequenz  $\Omega$  hindurchlässt, ergibt sich die nun verstärkte Messspannung  $U_4$ .

Eine Voraussetzung für die genaue Multiplikation ist die Übereinstimmung der Zeitpunkte von Brückenausgangssignalen und den Rechtecksignalen. Das hat zur Folge, dass neben dem Amplitudenabgleich ein Phasenabgleich der Messbrücke durchgeführt werden muß. Außerdem darf der Messverstärker die Phase nicht verändern. Tritt beim Signal eine Phasenverschiebung auf, z.B. als Folge ungleicher Zuleitungskapazitäten, so wird das Produkt  $U_1 \cdot U_2$  verfälscht.

Bild 3.5 zeigt die verstärkte amplitudenmodulierte Brückenspannung  $U_1$ .

### 3.3 Piezoelektrische Messkette und Ladungsverstärker

Die piezoelektrische Messkette besteht aus dem piezoelektrischen (Kraft-) Aufnehmer, dem Zuleitungskabel, einem Ladungsverstärker und einem Anzeigegerät.

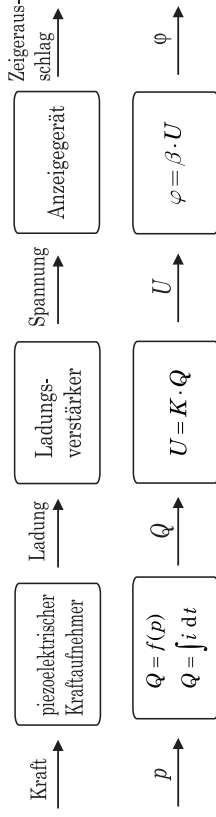
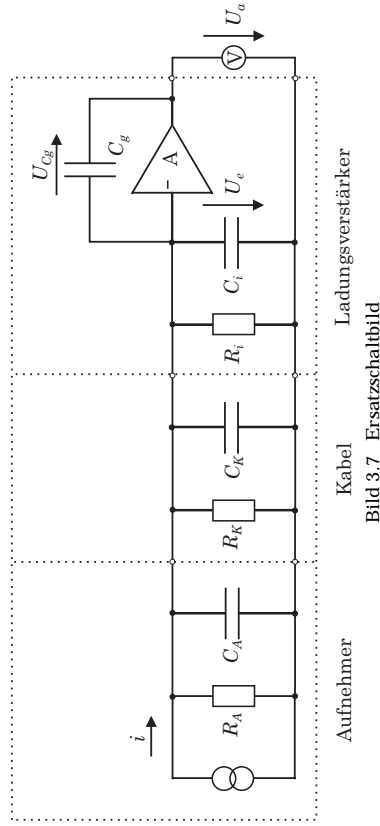


Bild 3.6 Messkette (Geräteplan, Signalflussplan)

Zeichnet man das Ersatzschaltbild, so entsteht eine Darstellung wie in Bild 3.7.



Dabei ist der ladungserzeugende Piezokristall durch das Symbol einer Stromquelle dargestellt, ferner die Isolationswiderstände von Aufnehmer  $R_A$ , Kabel  $R_K$  und Ladungsverstärker  $R_I$ . Sie liegen alle in der Größenordnung  $R_A \approx R_K \approx R_I \approx 10^{12} \Omega$ . Die Werte für die Kapazitäten  $C_A$  und  $C_I$  liegen bei wenigen Picofarad; die Kabelkapazität  $C_K$  beträgt ca. 100 Picofarad.

Zum besseren Verständnis des Ladungsverstärkers sollen hier kurz einige wichtige Grundgesetze der Elektrotechnik wiederholt werden:

$$\begin{aligned} \text{elektrischer Strom} &= \frac{\text{Ladung}}{\text{Zeit}} &: \quad I &= \frac{Q}{t} \\ \text{elektrische Kapazität} &= \frac{\text{Ladung}}{\text{Spannung}} &: \quad C &= \frac{Q}{U} \\ \text{Spannung eines Kondensators} &: &: \quad U &= \frac{1}{C} \int I dt \end{aligned}$$

Alle Teile vom Aufnehmer bis zum Verstärkereingang werden hochisolierend ( $10^{12} \Omega$ ) aufgebaut, einschließlich des Strombedarfs im Verstärkereingang. Um zu vermeiden, dass sich aufgrund der Ladungen und Kapazitäten eine Spannung am Aufnehmer und an den Eingangsladungen aufbaut, wird ein spannungsggekoppelter Verstärker verwendet, bei dem die Ausgangsspannung  $U_a$  über einen Kondensator  $C_g$  auf den Eingang mit entgegengesetztem Vorzeichen zurückwirkt. Entsprechend der Leerlaufverstärkung  $A$  (typisch 50 000) des Verstärkers baut sich am Verstärkereingang nur eine zu vernachlässigende Spannung auf.

Die Verstärkergleichung lautet (Benutzung des invertierenden Eingangs!):

$$U_a = -A \cdot U_e \tag{3.5}$$

Durch Anwendung der Maschenregel auf die in Bild 3.7 eingezeichneten Spannungen ergeben sich unter Berücksichtigung von Gl.(3.5) ( $|U_a| \gg |U_e|$ ) folgende Näherungen:

$$\begin{aligned} U_{Cg} &= -U_a + U_e = A \cdot U_e + U_e \\ U_{Cg} &\approx A \cdot U_e = -U_a \end{aligned} \tag{3.6}$$

Die im Aufnehmer erzeugte Ladung  $Q$  verteilt sich auf die Kondensatoren entsprechend der Kapazitäten und Spannungen.

$$\begin{aligned} Q &= Q_A + Q_K + Q_I + Q_{Cg} \\ &= C_A U_e + C_K U_e + C_I U_e + C_g U_{Cg} \end{aligned} \tag{3.7}$$

Die Anteile  $Q_A$  und  $Q_I$  können meist gegenüber dem Anteil  $Q_K$  der Kabelkapazität vernachlässigt werden, da letztere die Aufnehmerkapazität und auch die Eingangskapazität des Verstärkers um ein bis zwei Größenordnungen übersteigt. Der weitaus größte Teil der Ladung  $Q$  fließt jedoch auf den Gegenkopplungskondensator, und zwar nicht weil er besonders groß ist, sondern weil die Spannung dort um 4 bis 5 Größenordnungen über der Spannung an den übrigen Kondensatoren liegt. Durch die Kunstschaltung des Ladungsverstärkers erscheint der Ladungsquelle die Gegenkopplungskapazität  $C_g$  um die Leerlaufverstärkung vergrößert (Parallelschaltung von Kondensatoren). Aus Gl.(3.7) folgt mit Gl.(3.6):

$$\begin{aligned} Q &= C_A U_e + C_K U_e + C_I U_e + C_g \cdot A \cdot U_e \\ &= (C_A + C_K + C_I + A \cdot C_g) U_e = C_{ges} \cdot U_e \end{aligned} \tag{3.8}$$

mit  $C_{ges} := C_A + C_K + C_I + A \cdot C_g$

Die Spannung  $U_{Cg}$  ist direkt proportional der erzeugten Ladung  $Q$ . Durch die Wahl von verschiedenen Kondensatoren lässt sich der Proportionalitätsfaktor ( $K$ ) beliebig einstellen, um eine Kalibrierung der Messkette herbeizuführen oder um den Empfindlichkeitsbereich

des Aufnehmers zu beeinflussen. Die Spannungsmessung erfolgt dabei natürlich nicht am Gegenkopplungskondensator, da hier der Messkette durch Ladungsabbau Verluste zugefügt würden, sondern unter Wahrung der Proportionalität (Gl.(3.6)) am Verstärkerausgang.

Selbst wenn die Isolationswiderstände der Bauteile extrem hoch sind, bleibt die erzeugte Ladung doch nicht unbegrenzt erhalten. Sie fließt über die Widerstände ab. Stellt man diesen Entladungsvorgang grafisch dar, ergibt sich eine Funktion wie in Bild 3.8 dargestellt.

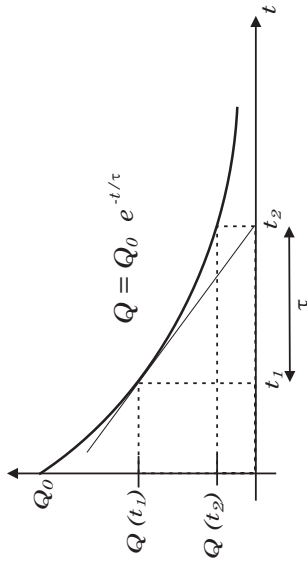


Bild 3.8 Entladungsvorgang eines Kondensators

Sie entspricht einer abfallenden e-Funktion. Verlängert man die Tangente im Punkt  $[t_1, Q(t_1)]$ , so schneidet sie die Zeitachse an einer charakteristischen Stelle  $t_2$ . Bis zu diesem Abszissenpunkt ist die Funktion von  $Q(t_1)$  auf den Wert  $Q(t_2) = 1/e \cdot Q(t_1)$  abgesunken; der Funktionswert beträgt noch ca. 37 % von  $Q(t_1)$ . Der Abszissenabstand  $t_2 - t_1$  wird als Zeitkonstante  $\tau$  bezeichnet und lässt sich leicht aus dem Produkt  $\tau = R \cdot C$  berechnen. Für den Fall des Ladungsverstärkers sieht die Bilanz wie folgt aus:

Parallelschaltung der Isolationswiderstände:

$$R_{\text{ges}} = \frac{1}{\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_i}} \tag{3.9}$$

⇒ Rechenbeispiel 1 (Leerlaufverstärkung  $A = 50\,000$ ):

$$\begin{aligned} R_A &= 10^{12} \, \Omega & C_A &= 100 \, \text{pF} \\ R_i &= 10^{12} \, \Omega & C_i &= 100 \, \text{pF} \\ R_K &= 10^9 \, \Omega & C_K &= 100 \, \text{pF} \\ & & C_g &= 100 \, \text{pF} \\ & & C_{\text{ges}} &= 5,0003 \, \mu\text{F} \\ \tau &= R_{\text{ges}} \cdot C_{\text{ges}} = 4,99 \cdot 10^3 \, \text{s} = 1,38 \, \text{h} \end{aligned}$$

Damit wird die Zeitkonstante  $\tau$  sehr viel größer als eine Stunde. Wie bei jedem Verstärker entstehen auch hier winzige Restströme, z.B. durch Reibung im Kabel oder Isolationsfehler der Zuführungen und Strömen aus dem Verstärkereingang. Auch diese Ströme laden den Gegenkopplungskondensator auf, so dass die Kondensatorspannung nach einer Zeit von Minuten oder Stunden ihr Maximum erreicht hat, ohne dass der Aufnehmer eine Ladung abgegeben hat. Um dieses „Volllaufen“ des Kondensators zu vermeiden, schaltet man parallel zum Gegenkopplungskondensator  $C_g$  Widerstände, welche die oben erwähnten Restströme ableiten. Dieser Ableitwiderstand zusammen mit dem Gegenkopplungskondensator ergibt eine „neue“ Zeitkonstante

$$\tau = R_{\text{ab}} \cdot C_g$$

⇒ Rechenbeispiel 2

$$R_{\text{ab}} = 10^{11} \, \Omega ; C_g = 100 \, \text{pF} \quad \Rightarrow \quad \tau = 10 \, \text{s}$$

Bei sehr langsamen Vorgängen wird so das vom Aufnehmer erzeugte Signal verfälscht, es ergibt sich eine minimale Frequenz, bei der die Messanordnung noch einsetzbar ist. Mittels eines Schalters an der Frontplatte des Ladungsverstärkers kann zwischen den Zeitkonstanten

- ⇒ lang (statisch): sehr niedrige untere Grenzfrequenz, langsames „Volllaufen“
- ⇒ mittel: mittelmäßig niedrige Grenzfrequenz
- ⇒ kurz: höhere untere Grenzfrequenz

je nach Anwendungsfall ausgewählt werden.

Bild 3.9 zeigt den benutzbaren Frequenzbereich für die verschiedenen Zeitkonstanten.

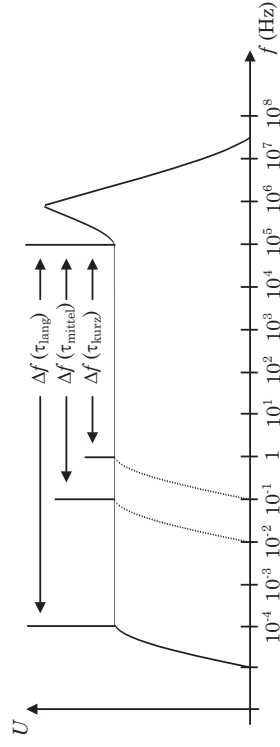


Bild 3.9 Benutzbarer Frequenzbereich für verschiedene Zeitkonstanten

Durch die Elastizität des Aufnehmers und die beteiligte Masse entsteht ein schwingungsfähiges System, das eine Resonanzüberhöhung der Aufnehmerkennlinie bei einigen hundert Kilohertz verursacht. Im Anwendungsfall einer piezoelektrischen Kraftmessung ist die Federsteifigkeit der Kraftmessscheibe und der angekoppelten Objektmasse für die Resonanzfrequenz entscheidend. Durch diese Tatsache ist der nutzbare Frequenzbereich nach oben hin beschränkt.

Die untere Grenze ist bestimmt durch die Selbstentladung. Die untere Grenzfrequenz  $f_{gu}$  kann aus der Zeitkonstanten des RC-Gliedes wie folgt berechnet werden: Die untere Grenzfrequenz ist die Frequenz, bei der durch das RC-Glied eine Verringerung der Signalamplitude um den Faktor  $1/\sqrt{2}$  erfolgt. Aus dem Zeigerbild des RC-Gliedes, in dem der ohmsche Widerstand  $R$  und der kapazitive Blindwiderstand  $1/\omega C$  senkrecht aufeinander stehen, geht hervor, dass bei der Grenzfrequenz die Beträge beider Widerstände ähnlich groß sind:

$$\frac{1}{\omega_g C} = R \quad \rightarrow \quad \omega_g = 2\pi f_g = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$$

Für die untere Grenzfrequenz gilt dann:

$$f_{gu} = \frac{1}{2\pi\tau}$$

## 4 Ausgeber

### 4.1 Analoge Messtechnik

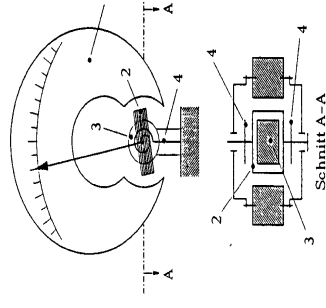
Mit „analog“ bezeichnet man Messgrößen, die in ihrem Wertebereich jeden beliebigen Wert annehmen können. So kann z.B. ein Thermoelement innerhalb seines Verwendungsbereichs bei entsprechenden Messstellentemperaturen unendlich viele verschiedene Spannungswerte abgeben. Vertreter der analogen Messtechnik sind die Zeigerinstrumente und das Lichtmarkengalvanometer.

#### 4.1.1 Zeigerinstrumente

Das häufigste für Gleichstrom verwendbare Zeigerinstrument ist das Drehspulinstrument. Eine schematische Darstellung zeigt Bild 4.1.

Die in Spitzen, Zapfen oder Torsionsbändern gelagerte Drehspule kann in einem konzentrischen Luftspalt schwingen. Das für die Drehung erforderliche Magnetfeld  $B$  wird durch einen Dauermagneten erzeugt. Zur Erzeugung des Drehmoments wird neben dem Magnetfeld  $B$  noch ein durch die Spule fließender Strom  $I$  benötigt. Mit dem spezifischen Rückstellmoment der Feder  $D$ , der Spulenfläche  $A$  und der Windungszahl  $w$  der Spule ergibt sich die Gleichung für den Ausschlagwinkel  $\varphi$ .

$$\varphi = \frac{B \cdot A \cdot w}{D} I \quad (4.1)$$



1 Magnet 2 Drehspule  
3 Weicheisenrückschluß  
4 Rückstellfedern

Bild 4.1 Drehspulmesswerk



Da das bewegliche Organ des Anzeigeelements ein schwingungsfähiges Feder-Masse-System ist, kann es durch Einwirkung der Messgröße und der Störgrößen Schwingungen ausführen. Die Schwingungsfrequenz ist vom Trägheitsmoment der Drehmassen und vom Richtmoment der Feder abhängig. Diese durch Luft- und Lagerreibung nur gering bedämpften Schwingungen erschweren das Ablesen, so dass zusätzliche Dämpfungen angebracht werden müssen. Neben einigen konstruktiven Maßnahmen kann das Messwerk mit Öl gefüllt werden (viskose Dämpfung) oder durch Parallelschalten eines Widerstands elektrisch bedämpft werden. Eine im Magnetfeld schwingende Spule liefert eine Induktionsspannung, die durch den von der Spule aus gesehenen Widerstand einen die Spulenbewegung dämpfenden Strom treibt. Nach Möglichkeit sollte die Dämpfung so eingestellt sein, dass die Anzeige maximal um die Klassengenauigkeit (z.B. 2,5 %) über den Sollwert hinauschießt.

#### 4.1.2 Lichtmarkengalvanometer

Durch Verwendung großer Spulen mit hohen Windungszahlen und Torsionsbändern mit geringer Richtkraft ist beim Galvanometer eine hohe Empfindlichkeit erzielbar. Durch das Anbringen von Spiegeln auf der Spule lassen sich große Skalenlängen ausleuchten. Den Aufbau zeigt Bild 4.2.

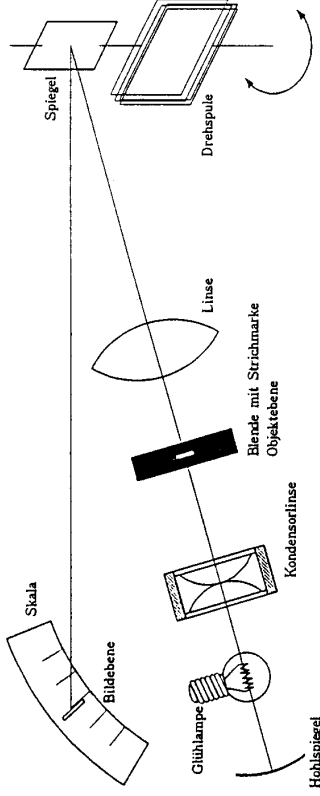


Bild 4.2 Strahlengang des Lichtmarkeninstrumentes

Wegen der geringen inneren Dämpfung muss hier besonders auf die elektrische Bedämpfung des Messwerks geachtet werden. Vom Hersteller des Galvanometers wird meist der Wert des Widerstands  $R_p$  angegeben, bei dem sich der aperiodische Grenzfall (asymptotisches Annähern an den Sollwert) einstellt.

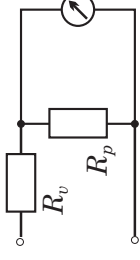


Bild 4.3 Elektrische Bedämpfung eines Lichtmarkeninstrumentes

Bei größeren Widerständen zeigt das Gerät Überschwüngen, bei kleineren Widerständen bewegt es sich langsam auf den Sollwert zu.

Bei Lichtstrahloszillographen wird der abgelenkte Lichtstrahl auf UV-empfindliches Papier projiziert und zeichnet dort den Kurvenverlauf auf. Wegen der geringen Masse des beweglichen Teils (Spule und Spiegel) können einerseits hohe Empfindlichkeiten, andererseits ein großer nutzbarer Frequenzbereich (ca. 10 kHz) erreicht werden.

## 4.2 Digitale Messtechnik

Als Folge unvermeidlicher oder an die Messaufgabe angepasster Messunsicherheiten gibt es nur eine endliche Anzahl sinnvoll unterscheidbarer Messwerte, d.h. einen beschränkten Wertevorrat. Soll ein analoger Messwert durch eine Zahl beschrieben werden, so ist die Stellenzahl begrenzt und an die Messunsicherheit bzw. Reproduzierbarkeit angepasst. Mit dieser Beschränkung teilt man den Messbereich in eine Anzahl von Abschnitten auf, die durch Ziffernkombinationen voneinander unterscheidbar sind. 4 Dezimalstellen lassen sich maximal  $10^4$  unterscheidbaren Werten der Messgröße zuordnen (0 bis 9999). Ein solcher digitaler Messwert hat wesentliche Vorteile in Bezug auf die Speicherung und Weiterverarbeitung. Er lässt sich elektronisch gut speichern und mathematisch weiterverarbeiten.

### 4.2.1 Die Zahlenwertdarstellung

Für die technische Weiterverarbeitung hat sich eine Darstellung im binären Zahlensystem ( $2^n$ ,  $n = \text{Stellenzahl}$ ) als sehr praktisch erwiesen, da nur Zustände „Signal vorhanden“ – „Signal nicht vorhanden“ unterschieden werden. In Bild 4.4 ist die Verteilung der unterscheidbaren Stufen eines Wertebereichs dargestellt, daneben die Bezeichnung der Stufen im binären Zahlensystem (Zweier Komplement Code).

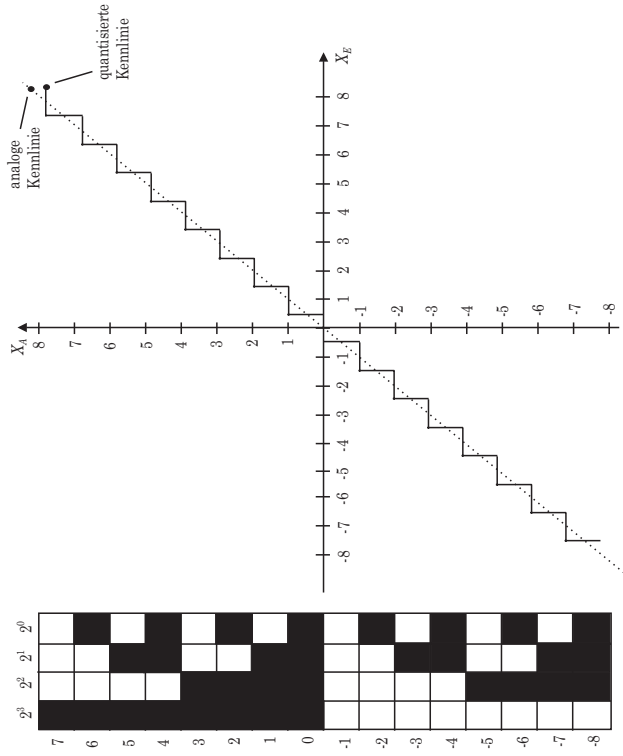


Bild 4.4 Digitalisierung

Ein Nachteil des binären Zahlensystems liegt in der hohen Zahl der Stellen, die zur Darstellung großer Zahlen benötigt werden. Eine Zahl in binärer Darstellung hat beinahe dreimal so viele Stellen wie in dezimaler Darstellung.

### 4.2.2 Digitalisierung als Fehlerquelle

Die Umsetzung analoger Signale in Zahlenwerte bzw. Digitalsignale nennt man Quantisierung; die Umsetzung geschieht elektronisch mit einem sogenannten Analog-/Digital-Wandler (A/D-Wandler oder ADU mit U für Umsetzer).

Bei der Quantisierung wird festgestellt, in welchen Abschnitt des Zahlenwertebereiches der Messwert fällt. Wo der Wert innerhalb dieses Intervalls tatsächlich liegt, ist nach der Umsetzung nicht bekannt. Dadurch entsteht eine zusätzliche Messunsicherheit, die dem Betrag nach maximal einem digitalen Messschritt entspricht. Bei einer Fehlerbetrachtung muss dieser Digitalisierungsfehler zu den übrigen Fehlern der Messkette hinzugefügt werden. Bei einem digital anzeigenden Messgerät besteht kein direkter Zusammenhang zwischen der Stellenzahl des angezeigten Messwerts und dem Gesamtfehler der Messanordnung. Es ist durchaus möglich, bei einer Messunsicherheit von 5 % eine 8-stellige Anzeige mit einer Auflösung von 0,00000001 zu verwenden, obwohl bereits eine zweistellige Anzeige mit der Auflösung 0,01 ausreichend wäre. Damit soll verdeutlicht werden, dass die Stellenzahl der Anzeige der Messunsicherheit der übrigen Messanordnung angepasst werden muss.

### 4.2.3 Die Messung zeitlich veränderlicher Größen

Die technische Umsetzung einer analogen Größe in einen digitalen Zahlenwert benötigt eine gewisse Umsetzungszeit. Bei Messgrößen, die während dieser Umsetzungszeit ihren Wert ändern, können infolgedessen Probleme auftauchen, auf die jedoch nicht weiter eingegangen werden soll. Die weitaus größere Zahl der heute verwendeten Analog-Digital-Umsetzer zeigen ein integrierendes Verhalten, d.h. sie bilden einen Mittelwert während der Umwandlungszeit. Will man eine präzise Messung durchführen, so muss die Messgröße am Eingang eine konstante Größe haben. Übliche Messgeräte, z.B. Digitalvoltmeter, erreichen 2 bis 10 Umsetzungen pro Sekunde. Bei einer sinnvollen Messung darf sich die Anzeige von Umsetzungen zu Umsetzungen nur wenig ändern. Weiterhin gibt es spezielle Analog-Digital-Umsetzer, die in Zeitabständen den Wert der Eingangsgröße aufnehmen und abspeichern. Sie setzen dann den gespeicherten Wert um und sind dadurch von schwankenden Eingangsgrößen unabhängig.

#### 4.2.4 Digital anzeigende Geräte

Im Gegensatz zu mechanischen Anzeigegeräten haben digital anzeigende Geräte keine Probleme mit der Dämpfung von Resonanzerscheinungen. Ein ähnliches Phänomen liegt jedoch in der Messzeit eines solchen Gerätes. Je nach dem inneren elektronischen Aufbau bildet das Anzeigegerät den Mittelwert über ein zeitliches Intervall der Eingangsgröße. Bei statischen Messungen entstehen so keine Probleme; will man jedoch sich schnell ändernde Größen beobachten, so ergeben sich durch die scheinbare Trägheit u.U. merkwürdige Verformungen.

### 4.3 Kathodenstrahloszilloskop

Für die Anzeige und Registrierung schnell veränderlicher Messgrößen werden Kathodenstrahloszilloskope eingesetzt. In ihnen wird die Ablenkung eines Elektronenstrahls im elektrostatischen Feld ausgenutzt. Die am weitesten verbreitete Bauart benutzt eine evakuierte Glasröhre, in der die wesentlichen Teile untergebracht sind. Eine Glühkathode emittiert Elektronen, die durch die zwischen der Kathode und der Anode liegende Spannung beschleunigt werden und dabei hohe Geschwindigkeiten (bis zu 50 000 km/s) aufnehmen. Bevor der Kathodenstrahl zu den Ablenkplatten gelangt, wird durch den Wehnelt-Zylinder, der dem Gitter einer üblichen Elektronenröhre entspricht, seine Intensität, und durch eine Elektronenlinse die Schärfe der Abbildung gesteuert.

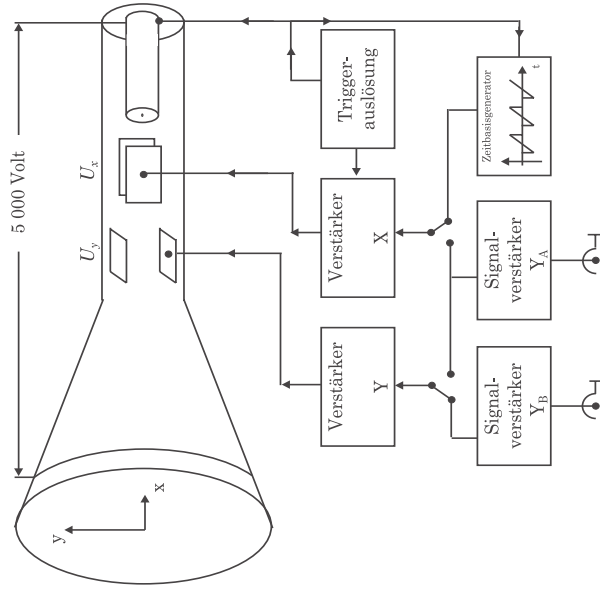


Bild 4.5 Oszilloskop, prinzipielle Darstellung

Die der zu messenden Größe entsprechende Spannung  $U_y$  wird an ein Paar im Rohr befindlicher Ablenkplatten gelegt und erzeugt zwischen diesen ein elektrisches Feld. An einem zweiten Plattenpaar liegt eine zeitproportional ansteigende Spannung  $U_x$ . Beim Durchgang durch die elektrischen Felder der beiden Plattenpaare wird die Richtung des Elektronenstrahls abgelenkt. An den Auftreffstellen der Elektronen leuchtet der Schirm während einer von der Zusammensetzung des Leuchtstoffs abhängigen Zeit auf, so dass die Messgröße in der üblichen Weise als Zeitfunktion (in  $x$ - $y$ -Koordinaten) auf dem ebenen Fluoreszenzschirm erscheint. Für die Darstellung periodisch verlaufender Vorgänge muss die linear mit der Zeit anwachsende Spannung  $U_x$  des zweiten Plattenpaares als Sägezahn periodisch wiederkehren. Damit ein stehendes Schirmbild entsteht, müssen Messsignal und Sägezahn zeitsynchron verlaufen.

Die erforderlichen Ablenkspannungen  $U_x$  und  $U_y$  werden grob- und feinstufig veränderbaren Verstärkern entnommen, die im Oszilloskop eingebaut sind. Wegen der geringen Trägheit der Elektronen können Kathodenstrahl-Oszilloskope bis zu höchsten Frequenzen und zur Aufzeichnung sehr schnell verlaufender Vorgänge (minimal  $10^{-9}$  s Anstiegszeit) verwendet werden.

## 5 Anpassung

### 5.1 Anpassung zwischen Messobjekt und Messaufnehmer

Ziel jeder Messung ist es, Informationen über den Zustand des Messobjektes zu erhalten; zumindest das als Aufnehmer bezeichnete Glied einer Messkette muss mit dem Objekt in Wechselwirkung treten. Der Messende erlangt nur Information über das durch den Aufnehmer gestörte Messobjekt. Jede Messung erfordert im Rahmen der zulässigen Messunsicherheit eine Auswahl von Messmitteln und Messmethoden, um die Auswirkung des Messvorganges auf das Messergebnis in der Störung möglichst gering zu halten.

Als Beispiel soll eine Temperaturmessung an einem im Dauerschwingversuch belasteten Volumenelement eines Kunststoffteiles dienen. Die Wärmeleitfähigkeit des Messobjektes (Kunststoff) ist geringer als die der Drähte eines passenden Thermoelementpaares (Fe-Konst). Die Messdrähte verändern sowohl durch Wärmeleitung als auch durch innere Reibung im Kunststoff die Temperaturverteilung gegenüber dem Zustand ohne Temperaturaufnehmer. Die Messung muss so ausgelegt werden, dass an der Messstelle Zusatzwärme weder erzeugt noch durch vom Kunststoff abweichende Wärmeleitung verändert wird. Dazu ist es günstig, möglichst dünne Leiterquerschnitte zu verwenden und die Leitungen von der Messstelle über möglichst geringe Temperaturgradienten zu führen. Damit wird der Energietransport im Messstellenbereich so wenig wie möglich verändert.

Ein wesentlicher Gesichtspunkt beim Entwurf von Messeinrichtungen ist es, die Signalleistung so zu gewinnen und auf die Messwertausgabe zu übertragen, dass dieser ein Maximum an Nutzleistung zur Verfügung steht. Diese Leistungsanpassung kann ausreichen, ein Anzeigergerät ohne zusätzlichen Verstärkeraufwand zu betreiben. Die Messobjektbelastung kann ebenfalls durch die Leistungsanpassung verringert werden. Ausreichende Signalleistungen aus einem Aufnehmer verringern die Anforderungen an Störsignalabschirmungen und an die Verstärker. Rauschsignale und Störungen aus der Umgebung fallen nicht so stark ins Gewicht. Leider ist in den meisten Fällen eine große Messsignalleistung aus dem Messobjekt mit einem entsprechend großen Energieumsatz in der Messstelle verbunden. Damit entstehen wieder Messfehler durch Störung des Messobjektes. Daher müssen beim Entwurf von Messeinrichtungen folgende Gesichtspunkte gegeneinander abgewogen werden:

- Empfindlichkeit des Messobjektes gegen Aufnehmereinflüsse
- Empfindlichkeit des Messaufnehmers gegen andere Größen als die Messgröße (Einflussgröße)
- Übertragungseigenschaften und Dynamik der Messkette
- Störeinflüsse auf die Messkette
- Erforderliche Einrichtungs- und Betriebskosten
- Messpersonalbelastung, Schulung und Qualifikation

Unter industriellen Gesichtspunkten wird man die Systemkosten aus Investitions-, Personal-, Betriebs- und Abschreibungskosten minimieren. Unter Labor-, vor allem Forschungsgesichtspunkten hat oft die schnelle Realisierung und vielfältige Wiederverwendbarkeit der Messkettengliederer Priorität.

### 5.2 Elektrische Leistungsanpassung

Wie bereits schon diskutiert ist es meist sinnvoll, einen möglichst großen Anteil der dem Objekt noch zulässig durch den Messvorgang entnehmbaren Leistung in die Messkette bzw. auf die Messwertausgabe zu übertragen.

Beispiel:

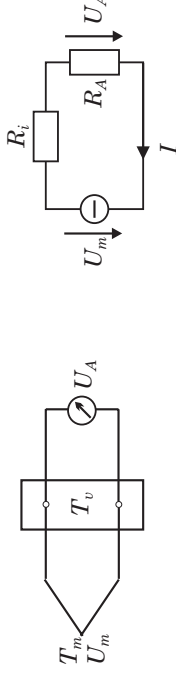


Bild 5.1 Beispiel zur elektrischen Leistungsanpassung

Das Thermoelement erzeugt nur eine von der Messtemperatur abhängige Quellspannung  $U_m$ ; diese treibt den Messstrom  $I$  durch den Widerstand  $R = R_i + R_A$ .

$R_i$  = Widerstand der Thermoelement- und evtl. Ausgleichsdrähte

$R_A$  = der zwischen den Klemmen des Messinstruments gemessene Widerstand

$R_A$  ist so zu wählen, dass eine möglichst große Leistung an  $R_A$  abgegeben wird. Die Leistung  $P_A$  berechnet sich zu:

$$P_A = U_A \cdot I \quad (5.1)$$

Sowohl  $U_A$  als auch  $I$  hängen in folgender Weise von  $R_A$  ab:

$$U_A = I \cdot R_A \quad \text{und} \quad I = \frac{U_m}{R_i + R_A}$$

$$\Rightarrow U_A = \frac{U_m}{R_i + R_A} \cdot R_A$$

Damit wird:

$$P_A = \frac{U_m^2 R_A}{(R_1 + R_A)^2}$$

Die Ableitung von  $P_A$  nach  $R_A$  ergibt:

$$\frac{dP_A}{dR_A} = \frac{U_m^2 (R_1 + R_A)^2 - 2 U_m^2 R_A (R_1 + R_A)}{(R_1 + R_A)^4}$$

$P_A$  wird zum Maximum, wenn gilt:

$$\frac{dP_A}{dR_A} = 0$$

$$0 = U_m^2 (R_1 + R_A) - 2 U_m^2 R_A$$

Daraus folgt:

$$R_1 = R_A \quad (5.2)$$

Der Wirkungsgrad  $\eta$  berechnet sich aus dem Verhältnis der aufgenommenen Leistung  $P_A$  zur abgegebenen Leistung  $P_m = U_m \cdot I$  in diesem Fall wie folgt:

$$\eta = \frac{P_A}{P_m} = \frac{U_A \cdot I}{U_m \cdot I} = \frac{R_A}{(R_1 + R_A)} \quad (5.3)$$

Die Hälfte der abgegebenen Leistung lässt sich also für die Anzeige im Messinstrument nutzen.

## 6 Anhang

### 6.1 Richtlinien zum Protokoll

Ein Protokoll besteht aus den folgenden drei Teilen:

- **Deckblatt**
  - Datum der Versuchsdurchführung
  - Versuchsbezeichnung
  - Gruppennummer
  - Namen der Gruppenmitglieder + Matrikelnummer
- **Versuchsprotokoll**
  - Teil I: Kurze Versuchsbeschreibung  
Versuchsaufbau

Teil II: Auswertung der Messungen  
Ergebnisse des Versuches

Teil III: Diskussion der Ergebnisse

- Anhang : **Messprotokoll**

Dies wird während der Versuchsdurchführung angelegt und beinhaltet alle Messwerte und Angaben zu den Messgeräten, inklusive Messschrieben und grafischen Darstellungen.

Es handelt sich hierbei um die originalen handschriftlichen Aufzeichnungen!

Diese drei Teile sollten eine feste Einheit bilden und keine lose Zettelsammlung sein!

### 6.2 Literaturhinweise

Holzweissig	Messtechnik der Maschinendynamik (tec 595)
Jüttemann	Grundlagen des elektrischen Messens nichtelektrischer Größen (elt 50)
Profos	Kompodium der Messtechnik (tec 500)
Lieneweg	Handbuch der technischen Temperaturmessung (tec 601)
Kronmüller, Barakat	Prozessmesstechnik I