

ISSN 0514-8790

AKADEMIE DER WISSENSCHAFTEN DER DDR



Veröffentlichung Nr. 111

UNTERSUCHUNGEN ZUM EINSATZ
VON SENSOREN IN AUSGEWÄHLTEN
GEOPHYSIKALISCHEN MESSGERÄTEN

von

Jürgen Neumeyer

am 17. 3. 1989 verteidigte Dissertation B



Herausgeber: Zentralinstitut für Physik der Erde Potsdam

Als Manuskript gedruckt

Potsdam 1990



1990.505 /



Zusammenfassung

Ausgehend vom Sensorbegriff und seinen Kenngrößen werden Sensoren in geophysikalischen Meßgeräten untersucht. Herausgearbeitet wurden die Anforderungen an die Sensoren für ausgewählte geophysikalische Meßgeräte wie Gravimeter, Gradiometer, Strainmeter, Niveauvariometer.

Die Entwicklung und Erprobung eines kapazitiven Sensors wird vorgestellt. Andere Sensoren, wie induktive Sensoren, galvanomagnetische Sensoren, Hall-Sensor, Feldplatte, Wiegand-Sensor, piezoelektrische, faseroptische und interferenzoptische Sensoren, Mikrowellenhohlraumsensoren, werden hinsichtlich ihrer Eignung für geophysikalische Meßgeräte eingeschätzt.

Die praktischen Ergebnisse des entwickelten kapazitiven Sensors in Gravimetern, Strainmetern und Niveauvariometern werden vorgestellt. Das Konzept für ein Gradiometer wurde ausgearbeitet.

Summary

Starting point of this paper is the conception of sensor and its characteristics. Sensors are examined in geophysical devices. Fundamentals are requirements on sensors for selected geophysical devices as gravimeter, gradiometer, strainmeter, niveauvariometer.

It is presented a developed capacitive transducer working in practice. Other transducer concepts are checked with reference to use in geophysical devices. These are inductive galvanomagnetic-, hall-, wiegand-, piezoelectric-, fibreoptic-, interferometric- and micro wave-transducers.

The developed capacitive transducer is built in gravimeter, strainmeter and niveauvariometer. Practical results are presented. The concept of a gradiometer is designed.

Faint, illegible text at the top of the page, possibly a header or introductory paragraph.

Second block of faint, illegible text, appearing to be a continuation of the document's content.

Third block of faint, illegible text, possibly containing a list or specific details.

Fourth block of faint, illegible text, continuing the narrative or report.

Fifth block of faint, illegible text, likely the concluding part of the document.

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Einleitung	4
2. Kennzeichnung von Sensoren	5
2.1 Sensorbegriff	5
2.2 Kenngrößen von Sensoren	8
2.2.1 Statische Kenngrößen	8
2.2.2 Dynamische Kenngrößen	8
2.2.3 Fehlerkenngrößen	12
3. Sensoren in geophysikalischen Meßgeräten	15
3.1 Mechanische Sensorelemente ausgewählter geophysikalischer Meßgeräte	21
3.1.1 Beschleunigungssensorelemente	21
3.1.2 Lotsensorelemente	25
3.1.3 Strainsensorelemente	29
3.2 Anforderungen an Sensoren für ausgewählte geophysikalische Meßgeräte	30
3.2.1 Messungen der Schwerebeschleunigung	31
3.2.2 Neigungsmessungen	34
3.2.3 Deformationsmessungen	36
3.2.4 Zusammenstellung der Ergebnisse	36
4. Entwicklung eines kapazitiven Sensors	41
4.1 Kapazitive Sensorelemente	42
4.2 Sensorelektronik für kapazitive Sensorelemente	47
4.2.1 Trägerfrequenzbrücke mit Lock-In-Meßsystem	47
4.2.1.1 Trägerfrequenzbrücke	48
4.2.1.2 Abgriffvarianten des Meßsignals	54
4.2.1.3 Realisierte Schaltungen	57
4.2.1.4 Digitales Lock-In-Meßsystem	63
4.2.2 Phasenschieberschaltungen	65
4.2.3 Oszillatorschaltungen	67
4.3 Einsatz kapazitiver Sensoren	68

5.	Darstellung weiterer Sensorwirkprinzipien zur Messung von Längenänderungen	69
5.1	Induktive Sensoren	69
5.2	Elektrodynamische Sensoren	75
5.3	Galvanomagnetische Sensoren	77
5.3.1	Hall-Sensorelement	79
5.3.2	Feldplatte-Sensorelement	81
5.4	Wiegand-Sensoren	86
5.5	Piezoelektrische Sensoren	88
5.6	Faseroptische und interferenzoptische Sensoren	94
5.7	Mikrowellenhohlraumsensoren	102
6.	Sensorsignalkorrektur	104
6.1	Automatische Korrekturen in Sensoren	104
6.2	Verfahren der Kennlinienlinearisierung	107
6.3	Tiefpaßfilterung	109
7.	Feedbackmeßsysteme	110
7.1	Feedbackmeßsystem als geschlossener Regelkreis	111
7.2	Elektrostatisches Feedbackmeßsystem für mechanische-schwingungsfähige-Systeme	114
8.	Sensoren in Gravimetern	118
8.1	Kapazitiver Sensor im Federgravimeter	119
8.2	Elektrostatisches Feedbackfedergravimeter	124
8.3	Elektrostatisches Gravimeter	126
8.4	Supraleitendes Gravimeter	129
8.5	Digitale Signalverarbeitung von Gravimeterdaten	131
9.	Sensoren in Gradiometern	133
9.1	Messung des vertikalen Schweregradienten mit Gravimetern	134
9.2	Vertikalgradiometer	135

	Seite
10. Sensoren für Strainmeter	144
10.1 Grundsätzliche Anforderungen an die Baugruppen	144
10.2 Einsatz des kapazitiven Sensors im Quarzrohrstrainmeter	147
11. Sensoren in Niveauvariometern	150
11.1 Meßprinzipien und deren technische Realisierung	150
11.2 Einsatz kapazitiver Sensoren in Niveauvariometern	155
12. Zusammenfassung und Ausblick	158
Symbolverzeichnis	161
Literaturverzeichnis	167
Dank	178

1. Einleitung

Die Geophysik beschäftigt sich mit den physikalisch bedingten Erscheinungen des Erdkörpers und seiner Umgebung. Hiervon ausgehend hat die geophysikalische Meßtechnik zahlreiche Meßverfahren, Apparaturen und Meßgeräte entwickelt, mit denen unterschiedliche Aufgaben bearbeitet werden können. Diese Verfahren finden ihre Anwendung in der Gravimetrie, Seismologie, Geomagnetik, Geoelektrik u.a.

Gerätegruppen, die zur Untersuchung elastischer und nichtelastischer Verformungen der Erdoberfläche und im erdoberflächennahen Bereich sowie dessen Erkundung dienen, sind Gravimeter, Gradiometer, Strainmeter, Seismometer, Neigungsmesser und Niveauvariometer in ihren verschiedensten Ausführungsformen. Bei diesen Geräten wird die geophysikalische Größe zunächst in eine differentielle Längenänderung umgewandelt. Diese Umwandlung übernimmt in vielen Anwendungsfällen eine mechanische Anordnung, das mechanische Sensorelement. Ein positionempfindlicher Sensor wandelt die Längenänderung unmittelbar in ein elektrisches Signal um, das weiterverarbeitet ein Maß der physikalischen Größe darstellt.

Entsprechend den geophysikalischen Meßaufgaben werden an diese Gerätegruppen unterschiedliche Anforderungen gestellt, wobei insbesondere in der Grundlagenforschung eine Leistungssteigerung hinsichtlich Meßschwelle, Empfindlichkeit, Auflösungsvermögen und Drift gefordert wird.

Es wird untersucht, wie Sensoren zur Leistungssteigerung dieser Geräte beitragen, die durch praktische Ergebnisse bestätigt wird. Des weiteren wurden Lösungen herausgearbeitet, die sowohl die elektronische Kraftkompensation als auch Sensorwirkprinzipien nach elektronischen und optoelektronischen Verfahren nutzen.

2. Kennzeichnung von Sensoren

Das Messen einer physikalischen Größe ist das Bestimmen des Wertes dieser Größe auf experimentellem Wege durch technische Mittel /2.1/. Hierbei ist das Messen ein Vergleich der zu messenden Größe mit einer in geeigneter Weise aufgebauten Skala, dessen Ergebnis ein Zahlenwert ist, der eine Maßeinheit trägt.

Zahlreiche physikalische Größen können nicht direkt auf eine geeignete Skala abgebildet werden. Es ist eine Meßgrößenumwandlung erforderlich, die Abbildung des Maßes der physikalischen Größe auf das Maß einer anderen physikalischen Größe, wobei ein exakter funktioneller Zusammenhang zwischen beiden Größen bestehen muß. Diese Meßgrößenumwandlung wird von Sensoren vorgenommen, deren grundsätzliche Aufgabe darin besteht, die Meßgröße aufzunehmen, sie in geeigneter Weise umzuwandeln und die Wirkung von Störgrößen weitestgehend zu unterdrücken. Die folgenden Kenngrößen dienen zur Beschreibung der Eigenschaften von Sensoren.

2.1 Sensorbegriff

Der Begriff "Sensor" ist im heutigen Sprachgebrauch nicht eindeutig abgegrenzt. Im Bild 2.1 ist deshalb die Struktur eines Sensorsystems dargestellt, wie es in dieser Arbeit verwendet werden soll.

Ein Sensor ist eine Anordnung, die eine physikalische Größe entsprechend ihrer Übertragungsfunktion vorzugsweise in eine elektrische Größe umwandelt.

Unter dem Gesichtspunkt der Informationsgewinnung kann folgende Erläuterung gegeben werden:

Der Sensor ist eine Funktionseinheit, die der Gewinnung von Informationen über das Meßobjekt dient und diese Informationen in weiterverwertbare Nutzsignale umwandelt.

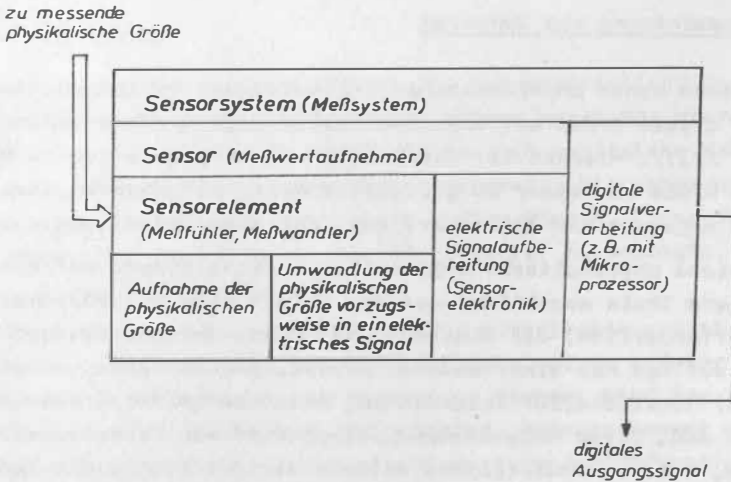


Bild 2.1 Struktur eines Sensorsystems

Man unterscheidet grundsätzlich zwischen zwei Wirkprinzipien von Sensoren:

1. Energiewandelnde Sensoren

Die Energie der zu messenden physikalischen Größe wird in elektrische Energie umgewandelt (z.B. Fotodiode).

2. Signalbearbeitende Sensoren

Die zu messende physikalische Größe wird zur Steuerung eines Signals aus einer anderen Quelle verwendet (z.B. kapazitiver Sensor).

Der Sensor besteht aus Sensorelement und Sensorelektronik. Das Sensorelement übernimmt neben der Aufnahme der zu messenden physikalischen Größe auch deren Umwandlung in eine andere physikalische Größe bzw. deren Transformation auf ein anderes Niveau. Das Sensorelement und die Sensorelektronik bilden gemeinsam den Sensor.

Eine Reihenschaltung von Sensorelementen ist für spezielle Meßaufgaben möglich und sogar erforderlich, insbesondere wenn

die zu messende physikalische Größe durch ein mechanisches Sensorelement wieder in eine mechanische Größe umgewandelt wird. So wird zum Beispiel bei einer Beschleunigungsmessung durch das mechanische Sensorelement zunächst eine Umwandlung der Beschleunigung in eine Länge vorgenommen. Ein zweites "elektrisches" Sensorelement wandelt die mechanische Größe Länge in ein elektrisches Signal um.

Der Begriff "Sensor", der heute im Zusammenhang mit mikroelektronik-kompatibler Meßtechnik gesehen wird, verdrängt zunehmend die Begriffe "Meßfühler", "Meßwandler" und "Meßwertempfänger". Sie sind im Bild 2.1 in Klammern eingeordnet. Es sind die Begriffe der klassischen, meist analogen Meßtechnik. Die Gesamtheit Sensor und Signalverarbeitung bezeichnet man als Sensorsystem. In der Literatur /2.2/ findet man auch die Bezeichnung Meßinformationssystem und Meßsystem.

Der Trend in der Entwicklung der Sensoren geht dahin, Sensoren mit digitalem Ausgangssignal zu konstruieren, um die Signalverarbeitung mit Mikroprozessoren durchführen zu können.

Der Aufbau von Sensoren und Sensorsystemen erfolgt gegenwärtig vorrangig in modularer Bauweise. Der Trend zeigt jedoch eindeutig in die Richtung der integrierten Bauweise. Man spricht dann vom "integrierten Sensor" und vom "integrierten Sensorsystem", wenn die Signalverarbeitung eingeschlossen ist.

Zur Zeit sind zwei Wege in der Entwicklung von Sensoren zu erkennen:

1. Die Nutzung bekannter Sensorwirkprinzipien und deren Adaption an die Mikroelektronik und Mikroprozessortechnik sowie die Weiterentwicklung von Sensoren in Richtung einer Verbesserung ihrer Leistungsparameter.
2. Die Nutzung neuer physikalischer Effekte für Sensorzwecke.

Während die Nutzung neuer physikalischer Effekte einen geringen Anteil in der Sensorentwicklung einnimmt, wird der Weiterentwicklung bekannter Sensorwirkprinzipien große Aufmerksamkeit geschenkt.

2.2 Kenngrößen von Sensoren

Die Kenngrößen dienen zur Kennzeichnung wichtiger Eigenschaften der Sensoren. Zur Beschreibung dieser Eigenschaften sind mehrere Kenngrößen erforderlich. Sie erlauben die Auswahl des Sensors für die spezielle Meßaufgabe und eine Einschätzung der Meßunsicherheit. Man teilt die Kenngrößen zweckmäßigerweise in statische, dynamische und Fehlerkenngrößen ein. Die statischen Kenngrößen beziehen sich auf das Verhalten des Sensors im eingeschwingenen Zustand. Die dynamischen Kenngrößen charakterisieren ausschließlich das dynamische Verhalten des Sensors. Durch die Fehlerkenngrößen werden die Fehler, die sich bei der Abbildung der physikalischen Größe ergeben, erfaßt.

Die Definition der hier verwendeten wichtigsten Kenngrößen erfolgte in Anlehnung an /2.3/ und /2.4./. Entsprechend der zu lösenden Meßaufgabe unterliegen die Kenngrößen unterschiedlichen Anforderungen und einer unterschiedlichen Bewertung.

2.2.1 Statische Kenngrößen

In die Gruppe der statischen Kenngrößen sollen auch jene eingeordnet werden, die sich auf die allgemeine Beschreibung des Sensors beziehen.

Aus der Übertragungsfunktion, die den funktionellen Zusammenhang zwischen Abbildungsgröße (Ausgangsgröße) Y und Meßgröße (Eingangsgröße) X des Sensors darstellt, lassen sich einige Kenngrößen des Sensors ableiten (s. Bild 2.2). Die Übertragungsfunktion wird bei statischer Betrachtungsweise als statische und bei dynamischer Betrachtungsweise als dynamische Kennlinie bezeichnet.

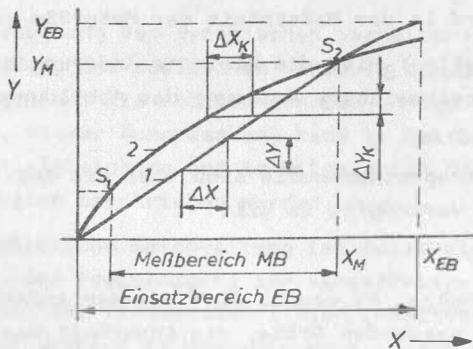


Bild 2.2 Kennlinien eines Sensors

1 = Sollkennlinie, 2 = reale Kennlinie,
 X = Meßgröße, Y = Abbildungsgröße

- Der Einsatzbereich EB kennzeichnet den Bereich der Meßgröße X, in dem eine Umwandlung der physikalischen Größe entsprechend der Übertragungsfunktion möglich ist.
- Der Meßbereich (Dynamikbereich) MB ist Teil des Einsatzbereiches. Er kennzeichnet den Änderungsbereich der Meßgröße für den speziellen Einsatzfall des Sensors.
- Die Empfindlichkeit S des Sensors ergibt sich aus der Steigung der statischen Kennlinie

$$S = Y/X \quad (2.1)$$

Liegt eine nichtlineare statische Kennlinie vor, so ist die Empfindlichkeit vom Zahlenwert der Meßgröße X abhängig. Sie ist eine Funktion der Meßgröße $S = f(X)$.

- Der Übertragungsfaktor K_p kann bei einer linearen Kennlinie definiert werden. Er kennzeichnet die Umwandlung der Meßgröße in ein adäquates elektrisches Signal und tritt als Proportionalitätsfaktor auf.

$$K_p = Y/X \quad (2.2)$$

- Die Meßschwelle X_S ist die kleinste nachweisbare Meßgrößenänderung. Sie wird in der Maßeinheit der Meßgröße angegeben.
- Die Ansprechschwelle Y_S ist die kleinste Änderung der Meßgröße, die eine nachweisbare Änderung der Abbildungsgröße hervorruft.

Meßschwelle und Ansprechschwelle sind über die Empfindlichkeit miteinander verknüpft. Es gilt:

$$S = Y_S / X_S \quad (2.3)$$

- Des Auflösungsvermögen AV ergibt sich aus der Anzahl der Abstufungen der zu messenden Größe, die innerhalb des Meßbereiches noch unterscheidbar sind. Dividiert man den Meßbereich durch die Anzahl der Abstufungen, so erhält man die Meßschwelle, die die Dimension der Meßgröße hat.
- Der Arbeitstemperaturbereich AT ist der Temperaturbereich, in dem die Meßunsicherheit innerhalb der vorgegebenen Grenzen liegt.

Die nachfolgenden Kenngrößen dienen zur weiteren qualitativen Beschreibung der Eigenschaften und der Auswahl des Sensors:

- Art der Kopplung des Sensorelementes an das Meßobjekt
- Art und Größenordnung des Ausgangssignals des Sensors
- benötigte Hilfsenergie
- technische Kompatibilität zum Mikroprozessor
- Abmessungen von Sensorelement und Sensorelektronik
- Exemplerstreuung
- Lebensdauer
- Kosten

2.2.2 Dynamische Kenngrößen

Zur Untersuchung des dynamischen Verhaltens von Sensoren wird die Abbildung des zeitlichen Verlaufs der Meßgröße (Eingangsgröße) $X(t)$ auf die Abbildungsgröße (Ausgangsgröße) $Y(t)$ untersucht. Dieser Zusammenhang kann im Zeitbereich durch eine Differentialgleichung und im Bildbereich durch die Übertragungsfunktion beschrieben werden.

Eine anschauliche Beschreibung ist durch die Frequenzkennlinien bzw. den Frequenzgang für sinusförmige Größen gegeben. Die Darstellung der Frequenzkennlinien (Amplituden- und Phasenkennlinie) erfolgt im Bode-Diagramm. Durch den Frequenzgang $\underline{G}(j\omega)$ werden in Abhängigkeit von ω das Amplitudenverhältnis (Amplitudengang) und die Phasenverschiebung (Phasengang) dargestellt. Der Frequenzgang stellt den frequenzabhängigen Übertragungsfaktor dar.

Es gilt:

$$\text{- Frequenzgang } \quad \underline{G}(j\omega) = (Y/X) \cdot e^{j\varphi} \quad (2.4)$$

Aus dem Frequenzgang können Amplituden- und Phasengang ermittelt werden:

$$\text{- Amplitudengang } \quad \underline{G}(j\omega) = |Y|/|X| \quad (2.5)$$

$$\text{- Phasengang } \quad \varphi(\omega) = \arg \underline{G}(j\omega) \quad (2.6)$$

Die grafische Darstellung ist die Ortskurve des Frequenzganges in der komplexen Zahlenebene mit der Kreisfrequenz ω als Parameter.

- Der Arbeitsfrequenzbereich kann sowohl aus der Ortskurve des Frequenzganges als auch aus der Amplitudenkennlinie ermittelt werden. Durch ihn werden die obere und untere Grenzfrequenz festgelegt, bei der ein für die Messung noch vertretbarer Amplitudenabfall auftritt.
- Die Grenzfrequenz f_G ist die Frequenz, bei der das normierte Amplitudenverhältnis Y/X um einen bestimmten Betrag von eins abweicht. Ein gebräuchlicher Wert der Abweichung ist 0,293. Entsprechend dem dynamischen Verhalten des Sensors

(Tiefpaß, Bandpaß oder Hochpaß) ergibt sich eine obere f_{Go} und/oder eine untere Grenzfrequenz f_{Gu} .

- Die Einstellzeit t_E ist die Zeit, innerhalb der sich die Abbildungsgröße Y auf einen festgelegten Wert ihres Endwertes (zum Beispiel auf 99 %) eingestellt hat.

2.2.3 Fehlerkenngrößen

Die Fehlerkenngrößen dienen zur Beschreibung der Fehler, die bei der Abbildung der physikalischen Größe auftreten. Sie stellen den Fehleranteil am Gesamtfehler dar, der durch den Sensor verursacht wird.

Die Fehler der Meßwerte einer Zeitreihe können zu ihrer Analyse in systematische, zufällige und Driftfehler eingeteilt werden. Am Gesamtfehler haben sowohl der Sensor als auch andere Glieder der Meßkette einen Anteil, der jeweils unterschiedlich bewertet wird. Im Bild 2.3 sind die drei wesentlichen Fehlerarten der Meßwerte einer Zeitreihe dargestellt.

- Die zufälligen Fehler bewirken eine Streuung der Meßwerte. Sie können durch das Verteilungsgesetz ihrer Wahrscheinlichkeiten beschrieben werden.
- Die systematischen Fehler tragen zu einem systematischen Fehleranteil des Meßwertes bei. Sie sind schwer zu erkennen. Eine Methode, systematische Fehler festzustellen, ist die wiederholte Überprüfung des Nullpunktes und der Empfindlichkeit.
- Die Driftfehler bewirken langzeitige Änderungen der Abbildungsgröße Y bei der gleichen Meßgröße X . Sie werden beispielsweise durch irreversible Vorgänge innerhalb des Sensors verursacht. Driftfehler können durch Korrekturmaßnahmen zu einem bestimmten Zeitpunkt beseitigt werden. Danach treten sie wieder auf. Sie erfordern deshalb eine ständige Wiederholung der Korrektur, um den Restfehler klein zu halten.

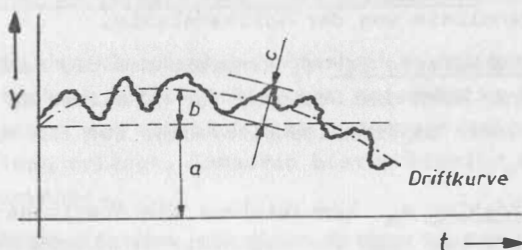


Bild 2.3 Darstellung der Fehlerarten der Meßwerte einer Zeitreihe nach /2.3/

a = systematischer Fehler, b = Drift,
 c = zufälliger Fehler

Zur Berechnung der Fehlergrenzen des Meßwertes werden benutzt:

- Standardabweichung e_S

$$e_S = \pm \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (2.7)$$

- Vertrauensbereich e_V

$$e_V = \pm e_S \cdot t_S / \sqrt{n} \quad (2.8)$$

- Meßunsicherheit e_U

$$e_U = e_S \cdot t_S / \sqrt{n} + |e_{RS}| \quad (2.9)$$

Die Fehler des Sensors wirken als additiver oder multiplikativer Fehler, in Form von zufälligen oder systematischen Fehlern, auf den Meßwert. Treten sie als systematische Fehler auf, so besteht eine Korrekturmöglichkeit. Wesentliche Fehlerkenngrößen für den Sensor sind:

- Der Linearitätsfehler e_L ist die Abweichung der Steigung der realen Kennlinie von der Sollkennlinie.
- Der Empfindlichkeitsfehler e_E kennzeichnet die Fehlergrenzen, innerhalb derer sich die Steigung der Kennlinie im Meßbereich ändert. Der Empfindlichkeitsfehler ist ein multiplikativer Fehler.
- Der Nullpunktfehler e_N kennzeichnet die Abweichung der Abbildungsgröße Y von Null für die Meßgröße $X = 0$. Der Nullpunktfehler ist ein additiver Fehler.

Linearitätsfehler, Empfindlichkeitsfehler und Nullpunktfehler können sowohl absolut als auch prozentual angegeben werden. Unter Berücksichtigung von Empfindlichkeits- und Nullpunktfehler kann die Abhängigkeit zwischen Abbildungs- und Meßgröße wie folgt dargestellt werden:

$$Y = [S \cdot (1 \pm e_E) \cdot X] \pm e_N \quad (2.10)$$

Neben den statischen Fehlern muß man die Fehler berücksichtigen, die Abweichungen des realen Zeitverhaltens vom verzögerungsfreien Proportionalverhalten beinhalten. Sie werden als dynamische Fehler bezeichnet und sind hauptsächlich systemeistischer Natur. Dynamische Fehler treten als Amplituden- und Phasenfehler auf. Sie werden häufig verursacht durch eine zu kurze Einstellzeit und eine zu kleine obere Grenzfrequenz.

3. Sensoren in geophysikalischen Meßgeräten

Während in der klassischen Meßtechnik vorwiegend die statische Meßtechnik vorherrschte, hat gegenwärtig die kontinuierliche Messung von zeitlich sich ändernden Meßgrößen eine große Bedeutung erlangt. Sensoren bieten hierfür die notwendigen Voraussetzungen.

Die geophysikalischen Meßgrößen liegen in der Natur in analoger Form vor. Um sie zur Anzeige zu bringen, muß eine Meßgrößenumformung in ein adäquates elektrisches Signal vorgenommen werden. Das Signal wird weiterverarbeitet und führt schließlich zum zeitabhängigen Meßwert.

Im Bild 3.1 ist der prinzipielle Aufbau eines Meßsystems für geophysikalische Größen, deren meßtechnische Erfassung auf eine Längenmessung zurückgeführt wird, dargestellt. Das Meßsystem enthält drei Varianten der Signalverarbeitung, die je nach verwendetem Sensor zur Anwendung kommen können. Seine Arbeitsweise wird im folgenden erläutert.

Die Meßgrößenumformung wird von einem zweistufigen Sensorelement vorgenommen. Das mechanische Sensorelement wandelt zunächst die geophysikalische Größe in eine mechanische Größe, eine differentielle Längenänderung, um. Durch das (elektrische) Sensorelement und die Sensorelektronik erfolgt dann eine Umwandlung der mechanischen Größe Länge in ein elektrisches Signal. Die Meßgrößenumformung muß hierbei in möglichst idealer Weise, d.h. mit geringen Übertragungsfehlern erfolgen. Da jedoch das dynamische Verhalten von mechanischem Sensorelement und Sensor begrenzt ist und Störgrößen auf sie einwirken, ist die Abbildung auf das elektrische Signal fehlerbehaftet. Die Störgrößen treten als Parameter des mechanischen Sensorelementes (Z_1), des "elektrischen" Sensorelementes (Z_2) und der Sensorelektronik (Z_3) auf. Selbst die mit der Einführung der Mikrorechentechnik bestehende Möglichkeit der rechentechnischen Korrektur der Meßwerte führt nur zu einer bedingten Fehlerreduzierung. Folglich besteht die For-

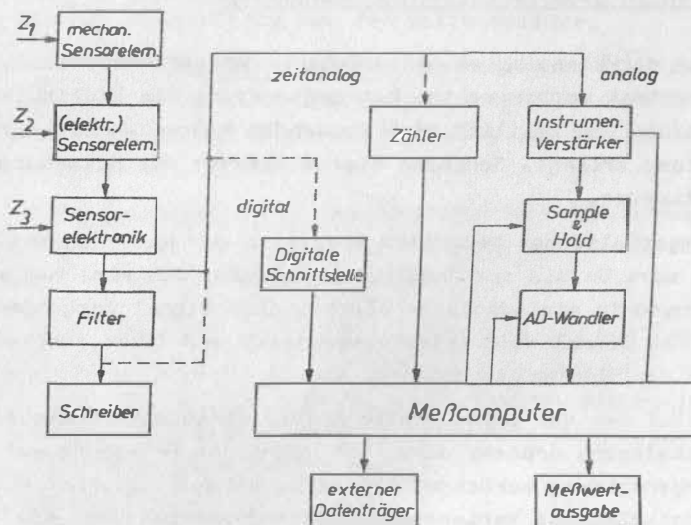


Bild 3.1 Meßsystem (Sensorsystem) für geophysikalische Messungen

derung, die Eigen- und Umweltstörungen des Sensors im zu erwartenden Amplituden- und Frequenzbereich der zu messenden Größe weitestgehend zu verhindern. Zur Minderung der Störgrößeneinflüsse wird der Arbeitsfrequenzbereich des Sensors auf den Frequenzbereich der Meßgröße eingeschränkt. Dieses übernehmen Bandpaß- oder Tiefpaßfilter.

Die eigentliche Signalaufbereitung wird von der Sensorelektronik vorgenommen, deren Übertragungsfunktion einen möglichst idealen Verlauf haben sollte. Durch Schaltungsmaßnahmen zur Amplituden- und Phasenkorrektur im entsprechenden Frequenzbereich kann dieses erreicht werden /3.1/. Die Sensorelektronik kann in Verbindung mit einer Korrektorelektronik Fehler des Sensors minimieren.

Maßnahmen hierzu sind:

- automatische Nullpunktkorrektur
- Störgrößenkompensation
- Kennlinienlinearisierung.

Außerdem muß der Sensor bzw. die Seneorelektronik ein Ausgangssignal liefern, das störungssicher übertragen werden kann. Je nach Funktionsprinzip des Sensors werden folgende Signalformen genutzt:

- amplitudenanalog
(stromanalog, spannungsanalog, widerstandsanalog)
- zeitanalog
(pulsdauermoduliert, frequenzmoduliert)
- digital
(parallele Schnittstelle, serielle Schnittstelle).

Weit verbreitet sind die spannungs- und die stromanaloge Übertragung /3,9/. Die stromanaloge Übertragung ist bei größeren Entfernungen vorzuziehen. Bei der spannungsanaloge Signalübertragung treten Fehler durch Spannungsabfälle in den Leitungen, bedingt durch Übergangswiderstände, Thermospannungen oder induzierte Störspannungen, auf. Die stromanaloge Übertragung vermeidet diese Störeinflüsse weitestgehend. Lediglich parallel zum Verbraucher liegende Parallelwiderstände können Fehler verursachen. Bei Verbraucherwiderständen, die ca. 250 Ω betragen, sind selbst Parallelwiderstände im Megohm-Bereich vernachlässigbar. Weit verbreitet ist die 4/20-mA-Stromschleife.

Die zeitanaloge Übertragung erzeugt ein quasidigitales Signal, das durch Pulsdauermodulation oder Frequenzmodulation erzeugt werden kann. Bei der Pulsdauermodulation ändert das Analogsignal die Pulslänge einer konstanten Impulsfolge. Amplitudenänderungen haben keinen Einfluß auf die Übertragung. Lediglich Änderungen des Impulsanstiegs und der Impulsabfallzeit führen zu Übertragungsfehlern, die sich als Änderung der effek-

tiven Pulsbreite äußern. Die Pulsdauermodulation ist für relativ langeame zeitliche Änderungen der Meßgröße geeignet. Die Bandbreite ergibt sich in guter Näherung durch Multiplikation der höchsten zu übertragenden Meßsignalfrequenz mit dem Auflösungsvermögen (Dynamikfaktor) des zu übertragenden Meßsignals. Dies zeigt, daß der Bandbreitenbedarf relativ groß ist.

Bei der Frequenzmodulation wird die Frequenz eines Spannungs-Frequenz-Umsetzers entsprechend der Amplitude des Analogsignals geändert. Im Vergleich zur Pulsdauermodulation ist die Kanalbandbreite bei der Frequenzmodulation geringer, weil auf der Empfangsseite nur gleichartige Punkte (Nulldurchgänge) ausgewertet werden müssen. Anstiegs- und Abfallzeiten spielen eine untergeordnete Rolle. Die Kanalbandbreite KB ergibt sich aus der Signalbandbreite SB und dem Modulationsindex M_X nach folgender Beziehung:

$$KB \approx 2 \cdot SB (M_X + 2) \quad (3.1)$$

Sowohl Schaltungen der Pulsdauermodulation als auch der Frequenzmodulation können selbst als Sensorelektronik eingesetzt werden, wenn die Pulsdauer bzw. die Frequenz durch ein passives elektronisches Bauelement, beispielsweise einen Kondensator, der als Sensorelement fungiert, variiert wird.

Bei der digitalen Übertragung ist eine Analog-Digital-Wandlung des Meßsignals erforderlich. Zur Übertragung wird das Digitalsignal pulscodemoduliert. Es kann dann mit hoher Sicherheit übertragen werden. Die Verarbeitung des übertragenen Meßsignals erfolgt im Meßcomputer.

Die analoge Meßwerterfassung mittels Computer benötigt einen Instrumentenverstärker, eine Sample-&Hold-Schaltung und einen Analog-Digital-Wandler. Der Verstärkungsfaktor des Instrumentenverstärkers, die Sample-&Hold-Schaltung und der Analog-Digital-Wandler werden vom Meßcomputer gesteuert. Parallel zur Übergabe des Meßsignals in den Meßcomputer wird häufig eine analoge Aufzeichnung vorgenommen.

Die Aufgabe des Instrumentenverstärkers ist es, die Anpassung der kleinen Ausgangsspannungen des Sensors an den Eingangsspannungsbereich des Analog-Digital-Wandlers vorzunehmen. Seine geforderten Parameter sind geringe Drift, kleiner Eingangsoffsetstrom, hoher Gleichtakteingangswiderstand, hohe Gleichtaktunterdrückung, großer Gleichtaktaussteuerbereich, kurze Einschwingzeit seiner Parameter, niedriges Rauschen, hohe Linearität und Langzeitkonstanz. Der Verstärkungsfaktor sollte durch den Meßcomputer programmierbar sein.

An den Analog-Digital-Wandler (ADU) werden ebenfalls hohe Anforderungen gestellt /3.3/. Seine Auflösung und Umsetzzeit müssen der Meßaufgabe angepaßt sein. Linearitätsfehler und Digitalisierungsfehler sollten unterhalb eines Digit liegen.

Ein reines Digitalsignal wird beispielsweise durch ein Sensorsystem mit einem Analog-Digital-Wandler erzeugt. Der Analog-Digital-Wandler arbeitet oft mit einem Mikroprozessor zusammen, der über eine digitale Schnittstelle mit dem Meßcomputer zur Datenübernahme verbunden ist. Liegt ein zeitanaloges Signal vor, so wird es häufig durch einen Zähler in ein Digitalsignal umgesetzt. Der Zähler ist über ein Interface mit dem Meßcomputer gekoppelt, so daß die Digitaldaten vom Meßcomputer übernommen werden können.

Aus Bild 3.1 erkennt man, daß die Leistungsfähigkeit des Meßsystems und damit des geophysikalischen Meßgerätes wesentlich von den Eigenschaften des mechanischen Sensorelementes und des Sensors bestimmt wird. So legen ihre Rauschgrenzen und Rauscheigenschaften die Meßschwelle fest. Ihre Kenngrößen sind entscheidend für die Meßunsicherheit der Meßwerte. Die speziellen Eigenschaften der mechanischen Sensorelemente werden in dieser Arbeit nur soweit behandelt, wie sie zur Anpassung des Sensors erforderlich sind. Die mechanischen Sensorelemente haben infolge der langjährigen Entwicklung geophysikalischer Meßgeräte einen hohen Entwicklungsstand erreicht, der vornehmlich nur durch die Entwicklung und den Einsatz neuer Materialien weiter erhöht werden kann. Anders liegen die Verhältnisse bei

den Sensoren, deren Leistungsgrenzen noch nicht erreicht wurden. Insbesondere der Einsatz einer modernen Sensorelektronik läßt große Fortschritte hinsichtlich verbesserter Sensorkenngrößen erkennen.

Betrachten wir die Fehlerfortpflanzung in einer Meßkette, wie sie die Reihenschaltung von mechanischem Sensorelement und Sensor darstellt, so kann die Fehlergrenze der Meßkette aus den Fehlergrenzen der einzelnen Glieder ermittelt werden /3.4/. Es gilt darum:

$$e_{\text{ges}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n e_i} \quad (3.2)$$

Wenn der Fehler des Sensors klein wird, eo nimmt auch der Gesamtfehler ab. Er wird im günstigsten Fall durch das mechanische Sensorelement bestimmt.

Der Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgröße kann bei mehreren Übertragungsgliedern durch den Frequenzgang beschrieben werden:

$$Y/Xe^{j\psi} = G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega) \dots G_n(j\omega) \quad (3.3)$$

Wenn die Übertragungsfehler des Sensors klein gehalten werden, vermindert sich ihr Einfluß auf die Ausgangsgröße. Außerdem kann bei einem großen Übertragungsfaktor des Sensors die Empfindlichkeit bis an die Rauschgrenze des mechanischen Sensorelementes geeteigert werden. Der Unterschied in den Frequenzbereichen von Meß- und Fehlersignal erlaubt in vielen Fällen den Einsatz von Filtern, die das Meßsignal unbeeinflußt passieren lassen, aber des Fehlersignal stark dämpfen.

Die in den geophysikalischen Meßgeräten zusammenarbeitende Kombination von klassischem mechanischem Sensorelement und modernem Sensor verbessert somit die Leistungsparameter des gesamten Meßsystems. Weiterhin können durch den Einsatz von Feedbackmeßsystemen Fehler des mechanischen Sensorelementes durch die Elektronik herebgesetzt werden.

3.1 Mechanische Sensorelemente ausgewählter geophysikalischer Meßgeräte

Die folgenden ausgewählten mechanischen Sensorelemente wandeln die geophysikalische Größe in eine Längenänderung um. Sie sollen kurz dargestellt werden, um aus der Größenordnung der zu messenden geophysikalischen Größe und der damit verbundenen Längenänderung die Kenngrößen für die einzusetzenden Sensoren abzuleiten.

3.1.1 Beschleunigungssensorelemente

Mechanische Beschleunigungssensorelemente werden als Feder-Masse-Systeme ausgeführt. Der mechanische Aufbau eines Feder-Masse-Systems ist in Bild 3.2 abgebildet. Es besteht aus einem Gehäuse, in dem eine Feder, eine Masse und eine Dämpfungseinheit angeordnet sind. Infolge einer aufgezwungenen Bewegung d_1 erfährt das Gehäuse die Beschleunigung a . Betrachtet man die Gleichgewichtsbedingung der an der Masse wirkenden Kräfte

$$\text{Trägheitskraft} \quad m \cdot d^2(d_1 + d_2)/dt^2 \quad (3.4)$$

$$\text{Dämpfungskraft} \quad K_D(dd_2/dt) \quad (3.5)$$

$$\text{Federkraft} \quad c \cdot d_2 \quad (3.6)$$

so ergibt sich unter Berücksichtigung der Eigenkreisfrequenz $\omega_0 = \sqrt{c/m}$ des ungedämpften Systems und des Dämpfungsmaßes $K_D = K_D/(2m \omega_0)$ die Differentialgleichung für die Beschleunigung:

$$a = d^2d_2/dt^2 \\ = - \left[(d^2d_2)/(dt^2) + 2 \cdot K_D \cdot \omega_0 \cdot (dd_2/dt) + \omega_0^2 \cdot d_2 \right] \quad (3.7)$$

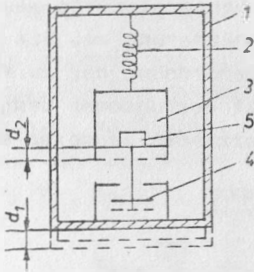


Bild 3.2
 Aufbau eines Feder-Masse-Systems
 1 = Gehäuse
 2 = Feder
 3 = Masse
 4 = Dämpfungseinrichtung
 5 = positionsempfindlicher Sensor

Durch die unterschiedliche Auswahl der Parameter Masse, Dämpfung- und Federkonstante können verschiedene Übertragungsfunktionen des Systems berechnet und realisiert werden.

Zur Darstellung der Übertragungsfunktion benutzt man die Frequenzkennlinien.

Sie berechnen sich aus der Differentialgleichung (3.7) bei Annahme einer sinusförmigen Bewegung d_1 mit der Kreisfrequenz ω , dem Amplitudenverhältnis $V_A = d_2/d_1$ und der normierten Kreisfrequenz $\eta = \omega/\omega_0$.

Amplitudenkennlinie

$$V_A(\eta) = \eta^2 / \sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4 \cdot K_D^2 \cdot \eta^2} \quad (3.8)$$

Phasenkennlinie

$$\varphi = \arctan \left[\frac{2 \cdot K_D \cdot \eta}{1-\eta^2} \right] \quad (3.9)$$

Im Bild 3.3 ist die Abhängigkeit V_A von η mit K_D als Parameter dargestellt. Ein Maximum von V_A erreicht man, wenn das Dämpfungsmaß K_D sehr klein wird und $\eta \approx 1$ ist. Oberhalb der Resonanz nähert sich V_A dem Wert 1. Entsprechend dem zu messenden Frequenzbereich ist die Resonanzfrequenz des Feder-Masse-Systems zu wählen. Bei einer Frequenz oberhalb der Resonanz-

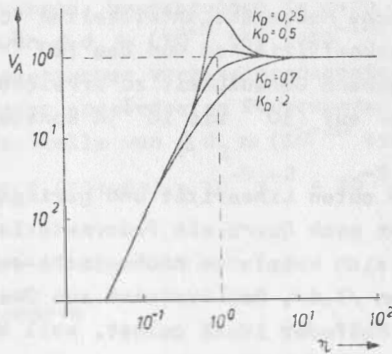


Bild 3.3 V_A als Funktion von η mit K_D als Parameter

frequenz $\omega > \omega_0$ ist $V_A = 1$. Die aufgezwungene Bewegung d_1 ist proportional d_2 . Durch eine starke Dämpfung erreicht man eine geschwindigkeitsproportionale Aufzeichnung. Im Frequenzbereich $\omega < \omega_0$ arbeitet das System beschleunigungsproportional. Weitere Charakteristiken sind in /3.5/ beschrieben. Entsprechend der Dimensionierung von m , c und K_D sowie der technischen Ausführung des Systems sind die verschiedensten Typen von Beschleunigungssensorelementen entwickelt worden, die in der geophysikalischen Meßtechnik als Gravimeter, Seismometer, Gradiometer und Geophon bekannt sind /3.6/, /3.7/. Sie sind in ihrem mechanischen Aufbau zu hoher Präzision entwickelt worden.

Die Feder ist das Grundelement von mechanischen-schwingungsfähigen-Systemen. Ihre Primärfunktion ist die Kompensation der Gewichtskraft der Testmasse. An die Feder werden hohe Anforderungen hinsichtlich der Konstanz ihrer Federkraft gestellt. So muß zum Beispiel bei einer Messung der Schwerebeschleunigung im μGal -Bereich ($1 \mu\text{Gal} = 10^{-8} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$) die Federkraft auf 10^{-8} bis 10^{-9} ihres Wertes konstant gehalten werden. Insbesondere die Abhängigkeit der Federkonstanten von der

Temperatur sowie elastische Ermüdungs- und Nachwirkerscheinungen bestimmen die Fehlergrenze der Federkraft. Die speziell für geophysikalische Meßgeräte entwickelten Federn haben elastische Temperaturkoeffizienten von ca. $(10^{-6}$ bis $10^{-7})K^{-1}$. Um die oben angegebene Genauigkeit zu erreichen, muß die Temperatur der Meßfeder auf $(10^{-2}$ bis $10^{-3})K$ konstant gehalten werden.

Wegen der relativ guten Linearität und geringen elastischen Nachwirkung findet auch Quarz als Federmaterial Verwendung. Aus Quarz lassen sich komplette mechanische-echwingungsfähige-Systeme herstellen /3.8/. Bei Systemen aus Quarz wird das Einspannproblem der Meßfeder ideal gelöst, weil die Federenden homogen in die Aufhängung übergehen. Da alle mechanischen Verbindungen verschmolzen werden, kann das System äußerst klein und leicht konstruiert werden, so daß das Meßsystem als einheitlicher, spannungsfreier Körper hergestellt werden kann. Trotz dieser Vorteile konnte sich Quarz bisher nicht allseitig durchsetzen. Ein Grund hierfür ist die noch zu große nicht-elastische Nachwirkung, die zu Driftfehlern und einer Verschiebung des Arbeitspunktes führt. Wenn es gelingt, die Eigenschaften von Quarz (Temperaturkoeffizient, nichtelastische Nachwirkung) weiter zu verbessern, ist eine breite Anwendung für mechanische-echwingungsfähige-Systeme, auch in miniaturisierter Form, zu erwarten.

Unter Ausnutzung der Supraleitfähigkeit wurden Beschleunigungselemente entwickelt, wo die mechanische Aufhängung der Testmasse durch eine elektromagnetische Kraft ersetzt wurde /3.9/. Auch die Aufhängung der Testmasse durch eine elektrostatische Kraft ist erfolgreich realisiert worden /3.10/.

Die Positionsbestimmung der Testmasse erfordert für die genannten geophysikalischen Geräte einen hochgenauen positionsempfindlichen Sensor. Bei Seismometern, die im Frequenzbereich zwischen ca. 0,01 Hz und 30 Hz arbeiten, ist die Meßschwelle für $\Delta d_2 \approx 5 \cdot 10^{-10} m$, wenn man 0,5 nm Bodenbewegung bei 1 Hz messen will. Gravimeter, die man wegen ihres sehr

niedrigen Frequenzbereiches als quasistatische Systeme (Federwaagen) betrachten kann, beanspruchen je nach Ausführungsform eine Meßschwelle von $\Delta d_2 \approx (10^{-9} \text{ bis } 5 \cdot 10^{-10}) \text{ m}$ für die Messung von $1 \mu\text{Gal}$. Beim statischen Vertikalgradientometer, des aus zwei vertikal übereinander angeordneten Federwaagen besteht, benötigt man eine Meßschwelle von $\Delta d_2 \approx (10^{-10} \text{ bis } 10^{-11}) \text{ m}$ für die Messung von 1 E (1 E (Eötvös) = $10^{-9} \text{ s}^{-2} = 10^{-9} \text{ ms}^{-2} \text{ m}^{-1} = 0,1 \mu\text{Gal m}^{-1}$).

3.1.2 Lotsensorelemente

Die lokale Lotrichtung ergibt sich physikalisch als Richtung des lokalen Schwerevektors. Zur Bestimmung dieser Richtung werden Lotsensoren eingesetzt, die als eigenständige Meßgeräte Neigungen eines Bezugssystems gegenüber der Lotrichtung anzeigen. Das Spektrum der Neigungsmessungen erstreckt sich von geophysikalischen Beobachtungen über Bohrlochneigungsmessungen bis hin zu ingenieurgeodätischen Aufgaben. Entsprechend den spezifischen Anwendungen wurden eine Vielzahl von Neigungsmeßgeräten entwickelt, die als mechanische Sensorelemente das Pendel oder ein Flüssigkeitsniveau nutzen.

Beim Pendel stellt sich die Verbindungslinie zwischen Aufhängepunkt und Pendelschwerpunkt in die Richtung des lokalen Schwerevektors. Im Zusammenhang mit geophysikalischen Untersuchungen wurden einerseits die Schwingungsdauer T_p des Pendels (Schwerkraftmessungen), andererseits der Neigungswinkel α (Neigungsmessungen) meßtechnisch erfaßt. Während Schwerkraftmessungen mit Pendeln heute keine Bedeutung mehr haben, werden Pendelsysteme für Neigungsmessungen in vielfachen Ausführungsformen eingesetzt /3.11/, /3.12/.

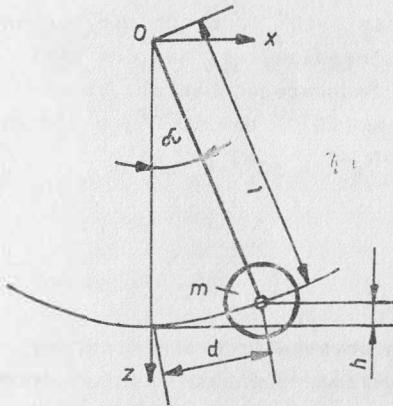


Bild 3.4
Prinzip des Vertikalpendels

Pendelsysteme lassen sich in Vertikal- und Horizontalpendel einteilen. Bei den Vertikalpendeln unterscheidet man entsprechend ihrer Aufhängung zwischen Einfach-, Doppel-, Mehrfach-, und Gelenkpendeln. Der Neigungswinkel α kann sowohl durch Messung von h als auch durch die Messung von d ermittelt werden (s. Bild 3.4). Es gelten die Beziehungen:

$$\alpha = 2 \cdot \arcsin \sqrt{h/2l} \quad (3.10)$$

$$\alpha = 2 \cdot \arcsin (d/2l) \quad (3.11)$$

Aus den Gleichungen erkennt man, daß eine hohe Auflösung des Neigungswinkels α nur durch die Messung von d erreicht werden kann. Für eine Meßschwelle von $\Delta d = 1 \text{ mm}$ und eine Länge des Pendels von $l = 20 \text{ cm}$ ergibt sich als theoretische Meßschwelle des Neigungswinkels $\Delta_{S\alpha} = 10^{-3}''$.

Flüssigkeitsniveausysteme nutzen den physikalischen Effekt, daß die Normale der Flüssigkeitsoberfläche in einem Gefäß in Richtung des lokalen Schwerevektors zeigt. Sie können ausgebildet werden als Flüssigkeitshorizont, kommunizierendes Röhrensystem (offen und geschlossene Systeme) und Flüssig-

keitslibellen (Röhren- und Dosenlibellen), dargestellt in Bild 3.5.

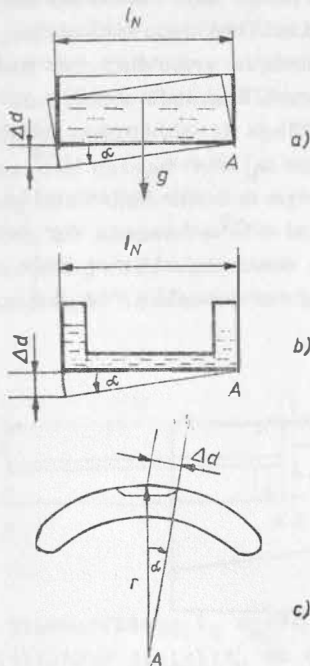


Bild 3.5
Flüssigkeitsniveausysteme
a) Flüssigkeitsniveau
b) Kommunizierendes
Röhrensystem
c) Flüssigkeitslibelle

Die Meßgröße, der Neigungswinkel α , ergibt sich aus der Messung des Niveauunterschiedes eines Flüssigkeitsspiegels gegenüber einer festen Markierung im Gefäß. Der Neigungswinkel kann dann nach der Beziehung $\alpha = \text{erc tan}(\Delta d/l)$ bestimmt werden. Während l vorgegeben wird, ist Δd zu bestimmen. Die Bestimmung von Δd , die einer Positionsänderung des Flüssigkeitshorizonts entspricht, wird von einem Sensor vorgenommen. Dies gilt sowohl für den Flüssigkeitshorizont als auch das kommunizierende Röhrensystem. Bei der Flüssigkeitslibelle

ist die Positionsänderung der gasförmigen Blase ein Maß für den Neigungswinkel. Er berechnet sich nach der Beziehung $\alpha = 2 \cdot \arcsin(\Delta d / 2r)$.

In der geophysikalischen Meßtechnik nutzt man Flüssigkeitsniveausysteme in Form von Flüssigkeitslibellen, Schlauchwaagen und Niveauvariometern. Ihr Einsatz erfordert hochauflösende positionsempfindliche Sensoren. Die Meßschwelle von Niveauvariometern ist von der Basislänge l_N abhängig. Bild 3.6 zeigt Δd als Funktion der Basislänge l_N mit $X_{S\alpha} = 10^{-4}$ als Parameter. Entsprechend der Basislänge muß die Meßschwelle für Δd im Bereich zwischen 10^{-7} m und 10^{-9} m liegen. Nur bei kleinen Basislängen ist eine starke Abhängigkeit der Meßschwelle des Neigungswinkels von der Meßschwelle für Δd vorhanden.

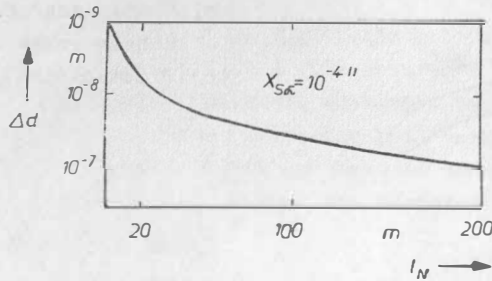


Bild 3.6 Δd als Funktion der Basislänge l_N für Niveauvariometer

3.13 Strainsensorelemente

Unter Deformationsmessungen für geophysikalische Zwecke versteht man die meßtechnische Erfassung der relativen Abstandsänderungen zwischen zwei Meßpfeilern, die mit dem in der Meßplatzumgebung anstehenden Gestein fest verbunden sind. Sie werden mit Strainmetern durchgeführt. Das Strainsensorelement besteht aus einem Standardlängennormal mit der Länge l_S und zwei Meßpfeilern (s. Bild 3.7). Das Standardlängennormal ist mit einem der beiden Meßpfeiler fest verbunden. Es dient zur Abbildung des Meßpunktes A auf A', so daß die relative Längenmessung in den mm-Bereich und kleiner verlegt wird. Diese Längenänderung wird von einem positionsempfindlichen Sensor aufgenommen und in ein elektrisches Signal umgewandelt.

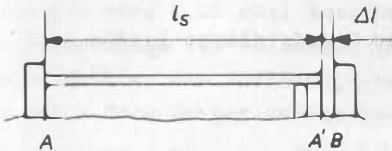


Bild 3.7
Strainsensorelement

An die Standardlänge l_S werden hohe Anforderungen in bezug auf Driftfehler gestellt, so daß durch Umwelteinflüsse, wie Temperatur, Luftdruck, Luftfeuchtigkeit u.a., nur geringste Längenänderungen verursacht werden dürfen.

Für praktische Messungen wird die Standardlänge durch einen Invarstab, einen Invardraht, ein Quarzrohr oder einen Laserstrahl realisiert /3.13/. Bei letzterem liegt die Lichtwellenlänge als Meßnormel zugrunde.

Die Meßschwelle wird bei Strainmessungen mit $X_{SS} = \Delta l/l$ angegeben. Der Meßwert wird in gleicher Weise aus dem Längenverhältnis ermittelt. Für die Empfindlichkeit wurde abweichend zur Definition in 2.2.1 $S_S = (\Delta l/l) \cdot (1/\gamma_S)$ eingeführt.

Die Meßschwelle X_{SS} ist abhängig von der Standardlänge l_S und der Meßschwelle von Δl . Bild 3.8 zeigt die Abhängigkeit Δl als Funktion der Standardlänge l_S für $X_{SS} = 10^{-9}$. Die Meßschwelle des positionsempfindlichen Sensors liegt somit im Bereich zwischen 10^{-7} m und 10^{-9} m,

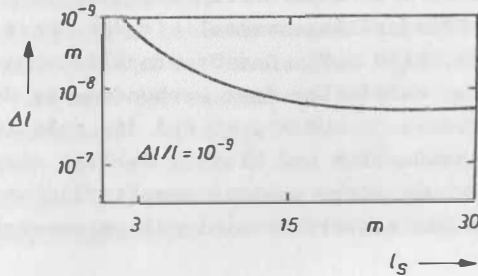


Bild 3.8 Δl als Funktion der Standardlänge l_S für Strainmeter

3.2 Anforderungen an Sensoren für ausgewählte geophysikalische Meßgeräte

Weitere Anforderungen an die Sensoren ergeben sich aus den zu lösenden geophysikalischen Meßaufgaben, die den Nachweis schwacher physikalischer Effekte beinhalten, bei deren Messung man oft an die Grenzen der technischen Möglichkeiten stößt. Diese Meßaufgaben reichen von der geophysikalischen Grundlagenforschung bis zur Ingenieurgeophysik und Bergbautechnik. Mit den ausgewählten geophysikalischen Meßgeräten können jeweils Teilaufgaben der geophysikalischen Forschung und Überwachung bearbeitet werden. Um ihre geforderten Leistungsparameter, aber insbesondere die ihrer Sensoren angeben zu können, sollen die jeweiligen Meßaufgaben kurz betrachtet werden.

3.2.1 Messungen der Schwerebeschleunigung

Messungen der Schwerebeschleunigung dienen in der Geophysik zur Lösung von Aufgaben der Grundlagenforschung und der angewandten Forschung. Ein Teilgebiet der Geophysik ist die angewandte Gravimetrie, deren Aufgabe darin besteht, die regionalen und lokalen Abweichungen des Schwerefeldes von seinem normalen Verlauf zu bestimmen. Aus den Schwereanomalien sollen möglichst eingehende Auskünfte über die Verteilung von Störungsmassen abgeleitet werden. Insbesondere werden Rückschlüsse auf die Ausbildung, die Lage, den Ort und, soweit möglich, auch die Tiefe geologischer Strukturen und deren Dichte gezogen /3.14/, /3.15/.

Schwereanomalien können Beträge bis zu einigen 100 mGal annehmen. Für geophysikalische Untersuchungen sind aber auch Werte bis etwa 0,01 mGal interessant. Hieraus leitet sich die Meßschwelle für Feldmessungen ab, die bei ca. 10 μ Gal liegen sollte. Ein Auflösungsvermögen von 10^4 bis 10^5 ist für viele Anwendungen ausreichend.

Die angewandte Gravimetrie wird für die geophysikalische Strukturerkennung und die Lagerstättensuche eingesetzt. Im Rahmen der Strukturerkennung können solche wichtigen Aufgabenstellungen wie die Ortung oberflächennah gelegener Hohlräume, der Nachweis von Störungsmassen, die Ermittlung der Ausdehnung und Mächtigkeit von Deckschichten, die Reliefbestimmung, die Überwachung und Kontrolle unterirdischer Speicher u.a. bearbeitet werden.

Zur Lagerstättensuche wird die angewandte Gravimetrie vorrangig im Braunkohlenbergbau genutzt. Beispiele hierfür sind die Lagebestimmung von Kohlefeldern, deren Verlauf, Mächtigkeit und Tiefenlage, die Ortung von Senkungstrichtern, Mulden und Schichtgrenzen zwischen aufgeschüttetem und gewachsenem Boden, die Bestimmung von Mächtigkeit, Tiefe und Sprunghöhe tektonischer Störungen. Untertage dienen gravimetrische Messungen zur Lösung von Problemen der Bergbautechnik und Bergbaueicher-

heit, wie zum Beispiel zur Lokalisierung alter Schächte, Strecken und anderer Hohlräume.

In der Erdgezeitenforschung werden die zeitlichen Variationen der Schwerebeschleunigung meßtechnisch erfaßt und registriert. Die Amplituden und Perioden dieser Variationen sind unterschiedlich. Sie wurden in /3.16/ zusammengestellt. Während die maximalen Amplituden ca. 250 μGal betragen, reichen die Perioden von ca. 6 Std. bis zu 18 Jahren. Da aber auch einzelne Perioden Amplituden kleiner als 1 μGal (z.B. M 3 etwa 0,3 μGal) haben, ist eine Meßschwelle von ca. 0,01 μGal zu ihrer Erfassung erforderlich.

Die Wirkungen meteorologischer und hydrologischer Erscheinungen können bis zu etwa 10 μGal betragen. Hierzu gehören Schwereänderungen infolge von Deformationen, die durch Luftdruckänderungen oder Schwankungen des Grundwasserspiegels verursacht werden. Von weiterem Interesse sind die Eigenschwingungen der Erde nach starken Erdbeben in der Größenordnung von ca. 1 μGal mit Perioden von ca. 4 min bis 1 h.

Bei der Messung der Gezeiten ist zu berücksichtigen, daß die Mikroseismik bis zu $5 \cdot 10^2 \mu\text{Gal}$ betragen kann. Ihr Frequenzbereich liegt jedoch wesentlich höher. Sie hat Perioden etwa im Bereich $0,01 < T_p < 20 \text{ s}$, wobei man zwischen natürlicher und durch die Industrie verursachter Mikroseismik unterscheiden muß. Die als Störung bei der Gezeitenmessung auftretende Mikroseismik ist folglich herauszufiltern.

Aus den genannten Meßaufgaben ist ersichtlich, daß in der Gezeitenforschung eine Meßschwelle von 10 nGal und eine Drift von wenigen μGal pro Jahr anzustreben sind. Die Zeitmessung ist unproblematisch. Legt man einen Phasenfehler von $1/100^0$ und eine Periodendauer von 6 Stunden zugrunde, so muß die Zeitauflösung 0,6 s sein.

Die Gezeitenmessung findet ihre Anwendung in der Untersuchung des elastischen Verhaltens der Erde, insbesondere im Erdkrustenbereich. Sie liefert Parameter für ein Erdmodell. Die Gezeitenkorrekturen für Meßpunkte sind heute unerlässlich, wie

zum Beispiel für Laserradarmessungen zu Satelliten und VLBI-Messungen. Die Genauigkeiten der mit diesen Methoden durchgeführten Längenmessungen liegen im cm-Bereich, so daß der Gezeiteneinfluß als Korrekturgröße angebracht werden muß.

Ein Spezialgebiet gravimetrischer Untersuchungen ist die Messung des vertikalen Schweregradienten. Während die Schwerebeschleunigung die 1. Ableitung des Schwerepotentials darstellt, ist der gravimetrische Schweregradient seine 2. Ableitung. Der Schweregradient steht senkrecht auf Flächen gleicher Schwere und weist in die Richtung größter Schwerezunahme. Er gibt die Schwereänderung pro Wegeinheit an. Entsprechend seiner Richtung unterscheidet man zwischen horizontalem und vertikalem Schweregradienten. Durch die Messung des vertikalen Schweregradienten kann die Meßunsicherheit bei der Erkundung bautechnisch oder bergbaulich interessierender Kleinsthohlräume herabgesetzt werden. Ein interessantes Anwendungsgebiet ist insbesondere die Erkundung oberflächennaher Strukturen, die lokale Hohlräumortung sowie die Ortung von Störungsmassen, wie z.B. Waeserlinsen, Blockpackungen u.a.

Nachdem die Technik der Inertialnavigation solche Fortschritte gemacht hat, daß Anomalien der Schwerebeschleunigung zu einem Navigationsfehler beitragen, hat die Entwicklung von Gradiometern auch auf diesem Gebiet Bedeutung erlangt. Insbesondere der Einsatz von Gradiometern im Flugzeug ermöglicht eine schnelle Ermittlung von Schwereanomalien großer Landesteile /3.17/.

Messungen des Schweregradienten von der Plattform eines Satelliten dienen zur Verbesserung der Kenntnisse über das Gravitationsfeld der Erde. Insbesondere können Satellitenmessungen mit Messungen auf der Erde verglichen werden /3.18/.

Während der normale vertikale Schweregradient auf der Erdoberfläche eine Größe von 3086 E hat, liegt die geophysikalisch interessante Störung des Normalgradienten in der Größenordnung von 10 E. Hieraus leitet sich die Meßschwelle für ein terrestrisches Gradiometer ab. Sie sollte zwischen 1 E und 10 E liegen. Für die Satellitengradiometrie wird dagegen eine Meß-

schwelle von ca. $10^{-2}E$ gefordert, wenn man auf der Erde Anomalien im mGal-Bereich auflösen will.

3.2.2 Neigungsmessungen

In der geophysikalischen Meßtechnik werden Neigungsmessungen zur Untersuchung verschiedenartiger geophysikalischer Effekte eingesetzt /3.19/. Im folgenden Überblick sind Meßaufgaben zusammengefaßt, die insbesondere durch die Auswertung der Meßdaten von Niveauvariometern und registrierenden Schlauchweagen mit großer Basislänge bearbeitet werden können. Auf Grund der großen Basislänge können lokale Einflüsse, wie straininduzierte Zusatzneigungen infolge des Cavityeffektes und kleintektonischer Inhomogenitäten des Untersuchungsgebietes, die bei Messungen mit kurzbasigen Meßgeräten wie Ostrovsky-Pendeln und Bohrlochpendeln auftreten, vermindert werden /3.20/. Im einzelnen handelt es sich um folgende Meßaufgaben:

- Die Messung und Interpretation gezeitenbedingter Lotschwankungen und anderer periodischer Effekte in der Größenordnung von $10^{-2}''$ bis $10^{-3}''$. Für diese Untersuchungen werden hohe Anforderungen an die Neigungsmessung gestellt. Während die Basislänge bis 100 m betragen soll, wird eine Meßschwelle von $X_{\text{SC}} = 10^{-5}''$ gefordert.
- Die Untersuchung rezenter Erdkrustenbewegungen in der Größenordnung von $10^{-2}''/\text{Jahr}$. Bei der Bearbeitung dieser Aufgabe ist eine Trennung der rezenten Erdkrustenbewegungen von den meteorologisch-hydrologischen und den Gezeitenkomponenten erforderlich. Gleichzeitig soll beantwortet werden, ob oszillatorische Komponenten im Spektrum der rezenten Erdkrustenbewegungen vorhanden sind. Die Meßschwelle der Neigungsmessung ist von der Größe der rezenten Erdkrustenbewegungen abhängig, die je nach Standort unterschiedliche Werte annehmen können.

- Die Überwachung von Erdbebengebieten und vulkanischen Gebieten mit dem Ziel, Veränderungen der normalen Neigungsgeschwindigkeit im Überwachungsgebiet festzustellen, die möglicherweise die Vorhersage eines Erdbebens oder eines Vulkanausbruches gestattet. So wurde zum Beispiel in /3.21/ eine Vergrößerung der Neigungsgeschwindigkeit um den Faktor 100 bis 800 im Bebengebiet Dushanbe, vor einem Erdbeben mit der Magnitude 7, registriert. Die Veränderung der Neigungsgeschwindigkeit begann zwei Wochen vor dem Erdbeben. Die Anforderungen an die Neigungsmessung für diese Überwachungsaufgaben sind nicht so hoch. Mit Basislängen von 20 m und Meßschwellen von $X_{S\alpha} = 10^{-3}$ können sie durchgeführt werden. Die Ergebnisse der Überwachungen werden aussagekräftiger, wenn mehrere Meßstrecken in einem Stationsnetz arbeiten und verglichen werden können.
- Die Überwachung von Senkungsgebieten von bebautem Gelände über alten Grubenbauen sowie von Tagebaukippen. Eine starke Veränderung der Neigungsgeschwindigkeit kann auch hier Auskunft über mögliche Erdrutschungen geben. Die Anforderungen an die Neigungsmessung für diese Überwachungsaufgaben sind von den örtlichen Bedingungen abhängig. Sie dürften aber unter den Genauigkeitsforderungen für Gezeitenregistrierungen liegen.
- Die Bearbeitung von Aufgaben der Bergbaugeophysik, wie zum Beispiel die Überwachung der vertikalen Scherbewegungen in tektonischen Schwächezonen und die Pfeilerbelastung in Bergwerken. Für diese Aufgaben müssen die Neigungsmessungen mit einer Empfindlichkeit von Gezeitenregistrierungen durchgeführt werden.
- Ingenieurgeophysikalische Meßaufgaben, wie zum Beispiel die Baugrunduntersuchung durch Belastungs- und Scherversuche und die Überwachung von technischen Großbauten (Talsperren, Atomkraftwerken u.a.). Für ingenieurtechnische Anwendungen dieser Art sind Meßschwellen von $X_{S\alpha} = 1$ bis 10^{-2} nötig.

3.2.3 Deformationsmessungen

Deformationsmessungen, die auf der Basis des Standardlängennormals beruhen, werden mit Strainmetern durchgeführt. Diese Deformationen können verursacht werden durch Gezeiten, seismische Wellen, Sprengungen, lokale Deformationen, Luftdruckänderungen u.a.

Die folgende Zusammenstellung gibt einen Überblick über einige geophysikalische Meßprobleme, die durch den Einsatz von registrierenden Strainmetern gelöst werden können.

- Die Untersuchung lokal-regionaler Anomalien im Deformationsverhalten des Erdkörpers bei Gezeitenbelastungen. Die erforderliche Meßschwelle zur Bearbeitung dieser Aufgaben ist $X_{SS} = 10^{-10}$, während der geophysikalische Effekt in der Größenordnung von $5 \cdot 10^{-8}$ /Tag liegt.
- Die Untersuchung rezenter Erdkrustenbewegungen in Testgebieten zur Eliminierung klimatisch bedingter Bewegungskomponenten und Feststellung oszillatorischer Bewegungskomponenten der rezenten Erdkrustenbewegungen. Für diese Aufgaben werden Meßschwellen, je nach Testgebiet, bis $X_{SS} = 10^{-10}$ gefordert, wobei der Meßeffect in Mitteleuropa bei 10^{-7} /Jahr liegt.
- Die Überwachung von Erdbebengebieten erfordert eine Meßschwelle von ca. $X_{SS} = 10^{-10}$.

3.2.4 Zusammenstellung der Ergebnisse

Die in den Tabellen 1-5 dargestellten Parameter "Größenordnung des geophysikalischen Effektes", "Meßschwelle", "Meßbereich" und "Driftfehler", mit denen relevante Meßergebnisse erzielt werden können, sind Richtwerte, wie sie insbesondere in der geophysikalischen Forechung ihre Anwendung finden. Sie sind auch stark von der zu lösenden Aufgabe abhängig. Meßschwelle, Meßbereich und Driftfehler sind Anforderungen, die an des jeweilige geophysikalische Gerät zu stellen sind. Inebesondere

können bei hohen Anforderungen an die Drift nur durch häufiges Kalibrieren brauchbare Ergebnisse erzielt werden.

Tabelle 1
Messungen der Schwerebeschleunigung

	Größenordnung des geophysik. Effektes	Meßschwelle	Meßbereich MB	Driftfehler
Variationen der Erdgezeiten	250 μ Gal	0,01 μ Gal	10 mGal	5 mGal/Jahr
Nichtgezeitenbedingte Effekte	10 μ Gal			
Eigenschwingungen der Erde	1 μ Gal			
Gravimetrische Feldmessungen	0,01 mGal bis 300 mGal	10 μ Gal	500 mGal	1 μ Gal/Messung

Tabelle 2
Messungen des vertikalen Schweregradienten

	Größenordnung des geophysik. Effektes	Meßschwelle	Meßbereich MB	Driftfehler
Erkundende geophysik. Messungen	1 E bis 100 E	1 E	200 E	0,1 E/Messung

Tabelle 3
Seismische Messungen

	Größenordnung des geophysik. Effektes	Meßschwelle	Meßbereich MB	Periodendauer
Seismische Bodenbewegung	$5 \cdot 10^{-10}$ m bis 10^{-3} m	$5 \cdot 10^{-10}$ m	10^{-3} m	$0,03 \leq T_p \leq 100$ s

Tabelle 4
Neigungsmessungen

	Größenordnung des geophysik. Effektes	Meßschwelle	Meßbereich MB	Driftfehler
Variationen der Erdgezeiten	$10^{-2}''$ /Tag	$10^{-5}''$	1''	$10^{-2}''$ /Jahr
Rezente Erdkrustenbewegungen	$10^{-2}''$ /Jahr	$10^{-5}''$	1''	$10^{-4}''$ /Jahr
Überwachung seism. aktiver Regionen	$10^{-3}''$ /Tag	$10^{-4}''$	10''	$10^{-1}''$ /Jahr
Gebirgsmechanische Prozesse	$10^{-2}''$ /Jahr	$10^{-5}''$	1''	$10^{-4}''$ /Jahr
Bauwerksüberwachung	1'' bis $10^{-2}''$ /Jahr	$10^{-3}''$	10''	$10^{-3}''$ /Jahr

Tabelle 5
Deformationsmessungen

	Größenordnung des geophysik. Effektes	Meßschwelle	Meßbereich MB	Driftfehler
Variationen der Erdgezeiten	10^{-8} /Tag	10^{-11}	10^{-6}	10^{-9} /Jahr
Rezente Erdkrustenbewegungen	10^{-7} /Jahr	10^{-10}	10^{-5}	10^{-10} /Jahr
Oberwachung seism.aktiver Regionen	10^{-7} /Jahr	10^{-9}	10^{-5}	10^{-8} /Jahr

Aus den geophysikalischen Aufgabenstellungen sind in Tabelle 6 die wesentlichen Kenngrößen der Sensoren für die ausgewählten geophysikalischen Geräte zusammengestellt. Die angegebenen Kenngrößen hängen stark von der jeweiligen Ausführungsform ab.

Darüber hinaus sind folgende Anforderungen an die Sensoren zu stellen:

- hohe Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit
- keine Rückwirkung auf das mechanische Sensorelement
- berührungloser Abgriff des Meßsignals bei schwingungsfähigen Systemen
- lineare Kennlinie im Arbeitsbereich
- geringe Abhängigkeit des Meßwertes von den Umgebungsbedingungen (Temperatur, Druck, Feuchte)
- kleine Abmessungen und kleines Gewicht
- Unempfindlichkeit gegen magnetische Fremdfelder

- einfacher Aufbau und geringe Anforderungen an die Fertigungs- und Justiergenauigkeit
- großes Ausgangssignal und geringer Aufwand bei der Meßsignalverarbeitung

Tabelle 6

Kenngrößen von Sensoren für geophysikalische Meßgeräte

	Gravimeter			Stat. Vertikal-Gravidiometer	Niveauvariometer	Strainmeter	Seismometer
	Gezeiten	Feld-	Supra-leitendes				
Meßschwelle	$5 \cdot 10^{-11} \text{ m}$	$5 \cdot 10^{-9} \text{ m}$	$5 \cdot 10^{-11} \text{ m}$	$5 \cdot 10^{-11} \text{ m}$	10^{-9} m bis 10^{-7} m	10^{-10} m bis 10^{-8} m	$5 \cdot 10^{-10} \text{ m}$
Meßbereich	10^{-7} m	$5 \cdot 10^{-4} \text{ m}$	10^{-7} m	$5 \cdot 10^{-8} \text{ m}$	10^{-5} m bis 10^{-3} m	10^{-6} m bis 10^{-3} m	10^{-3} m
Auflösungsvermögen	$5 \cdot 10^3$	10^5	$5 \cdot 10^3$	10^3	10^4 bis 10^6	10^4 bis 10^6	$5 \cdot 10^7$
Periodendauerbereich	$T_p > 4 \text{ min}$	quasi-statisch	$T_p > 4 \text{ min}$	quasistatisch			$0,03 \leq T_p \leq 100$
Driftfehler		gegen Null					
Linearitätsfehler		0,1 %					

4. Entwicklung eines kapazitiven Sensore

Kapazitive Sensoren sind signalbearbeitende Sensoren. Das Sensorelement ist ein Kondensator. Er ist Bestandteil einer elektronischen Schaltung und dient zur Steuerung des Ausgangssignals dieser Schaltung. Der im kapazitiven Sensor eingesetzte Kondensator wird vorrangig als Plattenkondensator ausgeführt. Seine Kapazität berechnet sich nach folgender Gleichung:

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A/d \quad (4.1)$$

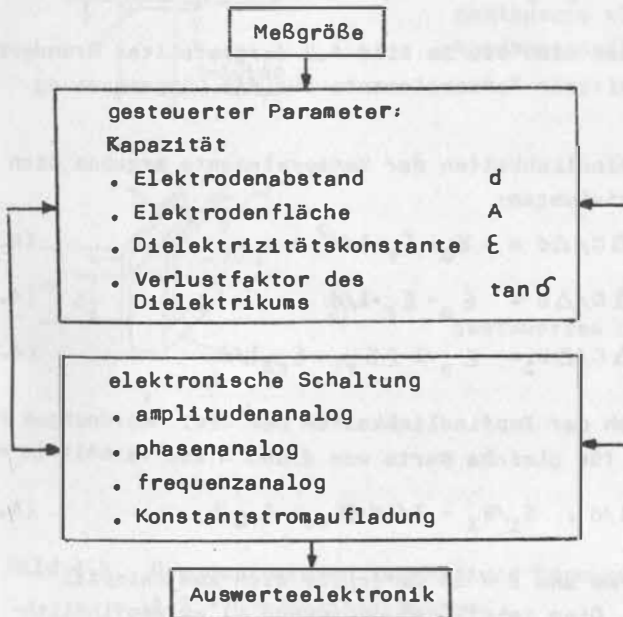


Bild 4.1 Prinzipieller Aufbau kapazitiver Sensoren

Nach Gleichung 4.1 ergeben sich mehrere Varianten zur Steuerung der Kapazität eines Plattenkondensators. Im Bild 4.1 sind diese Steuerparameter sowie die Gruppen von elektronischen Schaltungen, in denen die Steuerung des Ausgangssignals möglich ist, aufgeführt.

4.1 Kapazitive Sensorelemente

Die Parametersteuerung einer Kapazität kann mit folgender Gleichung beschrieben werden.

$$dC/C = d\epsilon_r/\epsilon_r + dA/A - dd/d \quad (4.2)$$

Hieraus lassen sich die im Bild 4.2 dargestellten Grundprinzipien kapazitiver Sensorelemente für die Längenmessung ableiten.

Für die Empfindlichkeiten der Sensorelemente ergeben sich folgende Beziehungen:

$$S_1 = \Delta C/\Delta d = -\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A/d^2 \quad (4.3)$$

$$S_2 = \Delta C/\Delta b = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot l/d \quad (4.4)$$

$$S_3 = \Delta C/\Delta b_1 = \epsilon_0 \cdot l \cdot (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2})/d \quad (4.5)$$

Ein Vergleich der Empfindlichkeiten der drei Anordnungen für $b = l$ zeigt für gleiche Werte von d und A ein Verhältnis von

$$S_1/S_2 = 1/d ; S_1/S_3 = 1/(d \cdot (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2})) \quad (4.6)$$

Für $d = 0,5$ mm und $l = 50$ mm ergibt sich zum Beispiel $S_1 = 100 S_2$. Dies zeigt, daß Anordnung a) am empfindlichsten ist, aber im Gegensatz zu Anordnung b) und c) eine nichtlineare Kennlinie besitzt. Diese Kennlinie muß für viele Anwendungen durch eine Sensorelektronik linearisiert

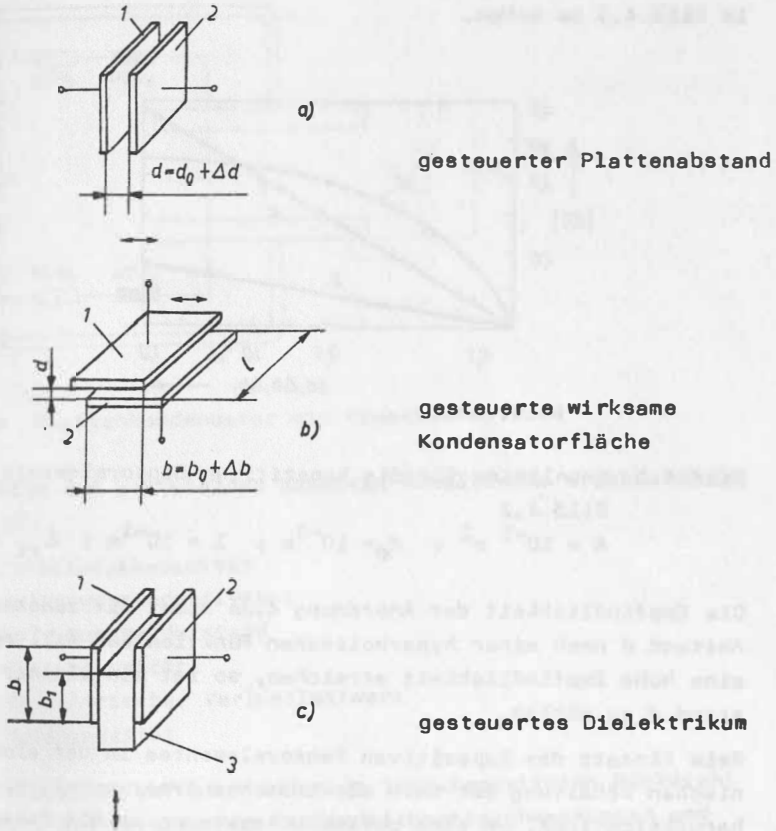


Bild 4.2 Grundprinzipien kapazitiver Sensorelemente
1,2 = Kondensatorplatten
3 = Dielektrikum für Längenmessung mit ϵ_{r1}

werden. Die Kennlinien der Sensorelemente nach Bild 4.2 sind in Bild 4.3 zu sehen.

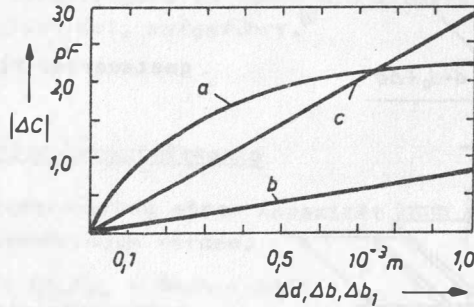


Bild 4.3 Kennlinien für die kapazitiven Sensorelemente nach Bild 4.2

$$A = 10^{-3} \text{ m}^2 ; d_0 = 10^{-3} \text{ m} ; l = 10^{-1} \text{ m} ; \epsilon_{r1} = 10$$

Die Empfindlichkeit der Anordnung 4.2a nimmt mit zunehmendem Abstand d nach einer hyperbolischen Funktion ab. Will man eine hohe Empfindlichkeit erreichen, so ist ein kleiner Abstand d zu wählen.

Beim Einsatz des kapazitiven Sensorelementes in der elektronischen Schaltung ist sein elektrisches Ersatzschaltbild zu berücksichtigen, um eine optimale Anpassung an die Sensorelektronik zu erreichen. Das Ersatzschaltbild kann in guter Näherung entsprechend Bild 4.4 angegeben werden.

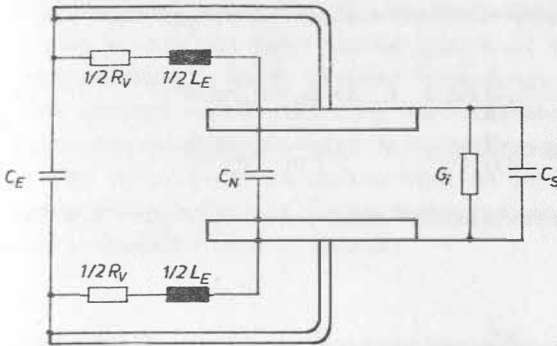


Bild 4.4 Plattenkondensator mit Ersatzschaltbild

Die in Bild 4.4 enthaltenen passiven Bauelemente ergeben sich wie folgt:

- C_E = Zuleitungskapazität
- L_E = Zuleitungsinduktivität
- R_V = Zuleitungswiderstand
- C_S = Streukapazität
- G_I = dielektrischer Verlustleitwert
- C_N = Nutzkapazität

Insbesondere ist auf eich ändernde Streukapazitäten Rücksicht zu nehmen. Sie verursachen Empfindlichkeitsschwankungen und Nichtlinearitäten der Kennlinie. Um ihren Einfluß zu eliminieren, werden auf Masse liegende Schutzringelektroden am Sensorelement angebracht.

Neben der Zweiplattenanordnung eines Kondensators kann die Dreiplattenanordnung vorteilhaft eingesetzt werden. Sie wird als Differentialkondensator oder als D-Sensorelement bezeichnet. Im Bild 4.5 sind zwei D-Sensorelemente abgebildet. Anordnung a) arbeitet nach dem Prinzip der Änderung des Plattenabstandes. Anordnung b) nutzt das Prinzip der wirksamen Kondensatorfläche. Unter c) und d) sind die zugehörigen

Anordnungen zum berührungslosen Meßsignalabgriff zu sehen. Die Empfindlichkeiten der Anordnungen berechnen sich wie folgt:

$$S_{D1} = [|\Delta C_1| + |\Delta C_2|] / \Delta d = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A / d^2 \quad (4.7)$$

$$S_{D2} = [|\Delta C_1| + |\Delta C_2|] / \Delta b = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot l / d \quad (4.8)$$

Ein Empfindlichkeitsvergleich zeigt, daß $S_{D1}/S_{D2} = l/d$ ist.

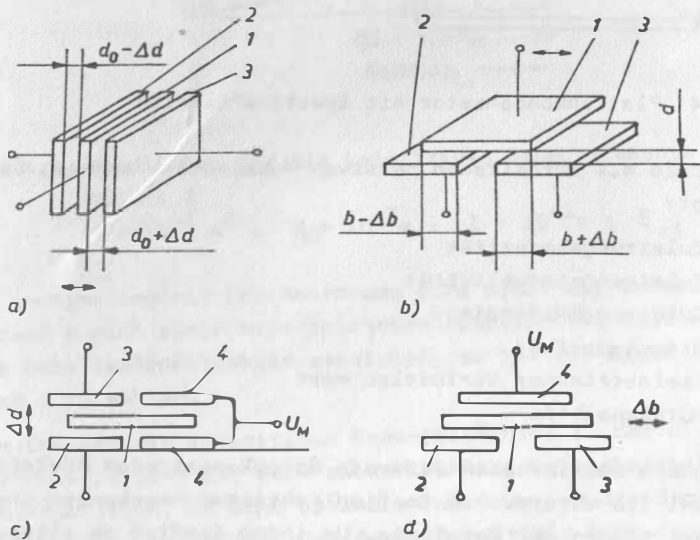


Bild 4.5 D-Sensorelemente

- a) Prinzip der Änderung des Plattenabstandes
- b) Prinzip der Änderung der wirksamen Kondensatorfläche
- c), d) Berührungsloser Abgriff des Meßsignals
- 1 = bewegliche Platte
- 2, 3 = Festplatten
- 4 = Platte für Meßsignalabgriff

Das D-Sensorelement arbeitet nach der Differentialmethode. Die Meßgrößenänderung wirkt sich auf beide Teilkapazitäten gegenseitig aus, so daß die Meßschwelle gegenüber der Zweiplattenanordnung verdoppelt wird. Darüber hinaus hat das D-Sensorelement eine lineare Kennlinie, eine hervorzuhebende Eigenschaft für seinen bevorzugten Einsatz. Die Abmessungen und Formen kapazitiver Sensorelemente lassen sich in breiten Grenzen variieren, so daß sie ohne Schwierigkeiten an die jeweilige Meßaufgabe angepaßt werden können.

4.2 Sensorelektronik für kapazitive Sensorelemente

Während die Steilheit der Kennlinie des kapazitiven Sensorelementes durch seine Ausführung und seine Abmessungen bestimmt wird, werden durch die Sensorelektronik Meßbereich, Meßschwelle und Auflösungsvermögen festgelegt. Die Sensorelektronik bestimmt somit wesentlich das Leistungsvermögen des kapazitiven Sensors. Kapazitive Sensoren wurden bereits mit Schaltungen der Röhrentechnik aufgebaut. Die gezeigten Leistungsparameter konnten jedoch erst mit den modernen elektronischen Bauelementen und ihren Schaltungsvarianten erreicht werden.

4.2.1 Trägerfrequenzbrücke mit Lock-In-Meßsystem

Eine geeignete Schaltung zur Steuerung des Ausgangssignals einer elektronischen Schaltung durch ein kapazitives Sensorelement ist die Trägerfrequenzbrücke, die zur Weiterverarbeitung des Meßsignals mit einem Lock-In-Meßsystem zusammenarbeitet. Durch das Lock-In-Meßsystem wird das Signal-Rausch-Verhältnis infolge seines schmalbandigen Durchlaßbereiches erhöht. Im Bild 4.6 ist das Blockschaltbild des kapazitiven Sensors nach dem Verfahren mit Trägerfrequenzbrücke und analogem Lock-In-Meßsystem dargestellt. Auf die einzelnen Baugruppen wird im folgenden eingegangen.

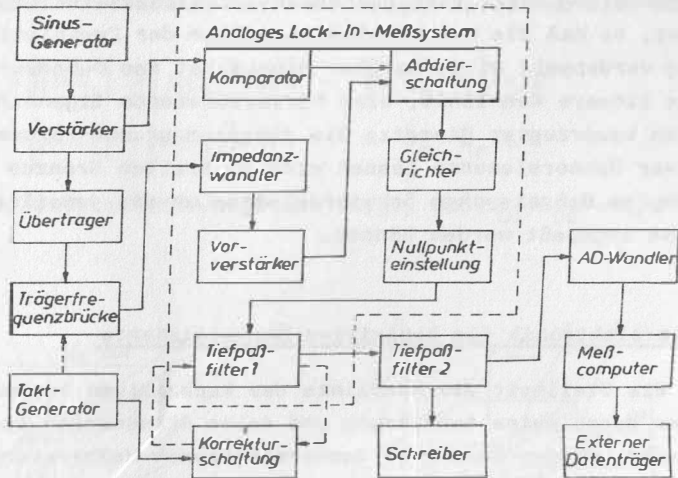


Bild 4.6 Blockschaltbild des kapazitiven Sensors nach dem Verfahren mit Trägerfrequenzbrücke und analogem Lock-In-Meßsystem

4.2.1.1 Trägerfrequenzmeßbrücke

Brückenschaltungen arbeiten nach der Kompensationsmethode. Durch das Sensorelement erfolgt eine Verstimmung der Meßbrücke. Sie wird mit Wechselspannung betrieben (Trägerfrequenzbrücke), weil dies den Anschluß eines Lock-In-Meßsystems mit seinen Vorteilen gestattet.

Die Trägerfrequenzbrücke muß allerdings nach zwei Komponenten abgeglichen werden, wenn unterschiedliche komplexe Widerstände in den beiden Brückenzweigen vorhanden sind. Zum Abgleich legt man die Kompensationselemente in den passiven Brückenzweig. Ordnet man sie im aktiven Zweig an, so können sich Empfindlichkeitsschwankungen einstellen.

Das Bild 4.7 zeigt ein passives D-Sensorelement in einer Trägerfrequenzbrücke. Da Brückenschaltungen nur die Erdung eines Punktes zulassen, sind bei einer gegen Masse erzeugten Generatorspannung spezielle Schaltungsmaßnahmen erforderlich, um die kapazitive Halbbrücke mit zwei amplitudengleichen um 180° phasenverschobenen Wechselspannungen zu speisen. Im Bild 4.7 sind zwei Anordnungen zum Erzeugen der phasenverschobenen Spannungen abgebildet. Anordnung b) arbeitet mit einem Differentialtransformator und Anordnung c) mit einem Operationsverstärker. Da Anordnung b) kein zusätzliches aktives Bauelement enthält, hängt die Symmetrie der erzeugten Wechselspannungen praktisch nur von der Wicklungsart und -qualität ab. Ein zusätzlicher Feinabgleich der Meßbrücke mit C_A ist darüber hinaus möglich (Abgleich bis in den μV -Bereich).

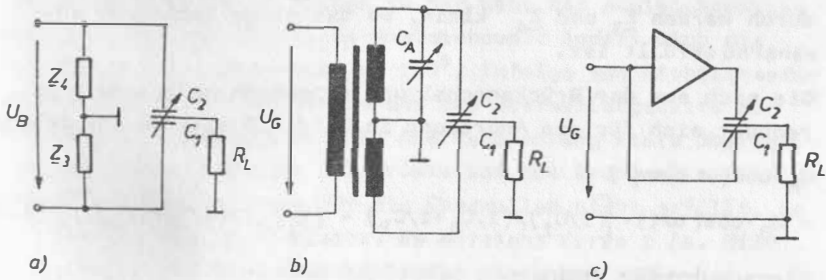


Bild 4.7 Kapazitives D-Sensorelement in Trägerfrequenzbrücke
a) Prinzip
b) Kapazitive Halbbrücke mit Differentialtransformator
c) Kapazitive Halbbrücke mit Operationsverstärker

Die Trägerfrequenzbrücke mit Differentialtransformator und D-Sensorelement gestattet eine sehr gute Annäherung an die optimalen Verhältnisse, die für die Ausbildung einer linearen Sensorkennlinie erforderlich sind. Die Bedingungen hier-

für lauten $\underline{Z}_3 = \underline{Z}_4 = 0$ und $R_L = \infty$ /3.2/. Dies erfordert zunächst die Beschaltung der Trägerfrequenzbrücke mit einem extrem hochohmigen Eingangverstärker, so daß die Forderung $R_L = \infty$ praktisch erfüllt wird. Bei Nutzung des Differentialtransformators in der Trägerfrequenzbrücke liegt eine feste induktive Kopplung zweier benachbarter Brückenzweige vor. Der Widerstand des Transformators ist gleich dem Leerlaufwiderstand. Die in den beiden Halbwicklungen induzierten Spannungen sind entgegengerichtet und kompensieren sich gegenseitig. Infolgedessen wird der magnetische Fluß im Kern verschwindend klein; die Induktivität und der induktive Widerstand sind praktisch Null. Der ohmsche Widerstand für die entgegengesetzt fließenden Ströme wird nur durch den kleinen ohmschen Widerstand der Wicklungen bestimmt. Um die Streuinduktivität klein und damit eine feste induktive Kopplung zu erreichen, werden die Wicklungen bifilar bzw. trifilar angeordnet. Hierdurch werden \underline{Z}_3 und \underline{Z}_4 klein, so daß obige Bedingung annähernderfüllt ist.

Die sich aus der Brückenschaltung ergebende Meßspannung berechnet sich für die Anordnung in Bild 4.7 nach der Beziehung

$$U_M \cdot \cos(\omega t + \varphi) = U_B \cdot \cos(\omega t) \cdot \left[\frac{1/C_1}{1/C_1 + 1/C_2} - \frac{1/\underline{Z}_3}{1/\underline{Z}_3 - 1/\underline{Z}_4} \right] \quad (4.9)$$

Hieraus ergibt sich:

$$U_M \cdot \cos(\omega t + \varphi) = -(\Delta d/2d) \cdot U_B \cdot \cos(\omega t) \quad (4.10)$$

Die Kennlinie des kapazitiven D-Sensorelementes in der Trägerfrequenzbrücke $U_M = f(\Delta d)$ zeigt Bild 4.8. Um eine hohe Maßschwelle zu erreichen, sind eine hohe Brückenspeisespannung U_B und ein kleiner Abstand d erforderlich. Im dargestellten Beispiel beträgt die Meßspannung $U_M = 50 \mu V$ für eine Maßschwelle von $\Delta d = 1 \text{ nm}$. Diese Meßspannung muß über der Störspannung liegen.

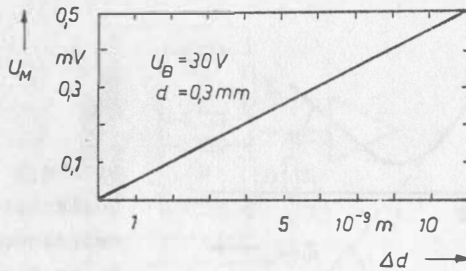


Bild 4.8 Auf die Grundwelle bezogene und berechnete Kennlinie $U_M = f(\Delta d)$ für das kapazitive D-Sensorelement in der Trägerfrequenzbrücke

Trägerfrequenzbrücken zeigen in der Nähe des Abgleichpunktes kein lineares Verhalten. Im Abgleichpunkt ändert sich die Phasenlage der Meßspannung um 180° . Infolge von Nichtlinearitäten der Brückenwiderstände und des Oberwellengehaltes der Brückenspeisespannung enthält die Meßspannung stets Oberwellen. Bei einem Abgleich der Brücke auf die Grundwelle sind die Abgleichbedingungen für die Oberwellen nicht erfüllt, so daß eine Restspannung bleibt. Es entsteht Kurve 1 (s. Bild 4.9). Mit einer sich anschließenden phasenempfindlichen Gleichrichtung wird Kurve 2 realisiert, weil die Schaltung nur für die Grundwelle empfindlich ist. Bei Messungen mit kleinem Meßbereich legt man den Arbeitsbereich so, daß der Abgleichpunkt nicht in ihm enthalten ist.

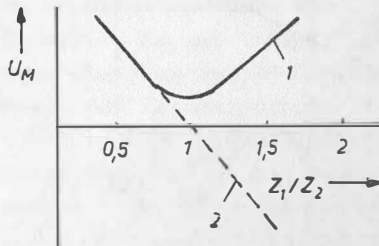


Bild 4.9
Qualitativer Verlauf der
Meßspannung des kapazi-
tiven D-Sensorelementes
in einer Trägerfrequenz-
brücke

1 ohne } phasensensibili-
2 mit } cher Gleich-
richtung

Das Signal-Rausch-Verhältnis der Trägerfrequenzbrücke ist für das Erreichen einer niedrigen Meßschwelle genauso entscheidend wie das des Eingangsverstärkers. Zur Abschätzung der Rauschverhältnisse sind in Bild 4.10 die Admittanzen, die in einer Trägerfrequenzbrücke wirken, eingetragen. Die Queradmittanzen ergeben sich aus dem Aufbau der Schaltung. Sie werden insbesondere durch Kabelkapazitäten verursacht. Wenn die Halbbrücke mit einem Differentialtransformator gespeist wird, kann das Rauschen des Generators vernachlässigt werden, da sich die korrelierenden Rauschspannungen nahezu gegenseitig aufheben.

Das Rauschen der Wirkanteile von \underline{Y}_{11} und \underline{Y}_{21} kann ebenfalls vernachlässigt werden, da die ohmschen Widerstände des Transformators, die parallel zu ihnen liegen, klein sind gegenüber den Kehrwerten von \underline{Y}_{11} und \underline{Y}_{21} . Die Gesamt-rauschspannung am Eingang des Verstärkers wird im wesentlichen aus den Rauschströmen der Wirkanteile von \underline{Y}_1 , \underline{Y}_2 , \underline{Y}_{12} , \underline{Y}_{22} und \underline{Y}_g sowie dem Rauschstrom I_{rV} und der Rauschspannung U_{rV} des Verstärkers bestimmt.

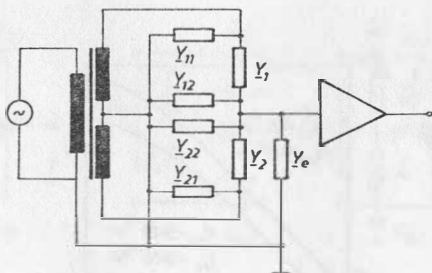


Bild 4.10 Admittanzen einer Trägerfrequenzbrücke

$Y_1; Y_2$ = Admittanzen des Sensorelementes

Y_e = Eingangsadmittanz

$Y_{12}; Y_{22}; Y_{11}; Y_{21}$ = Queradmittanzen

Das Signal-Rausch-Verhältnis der Trägerfrequenzbrücke mit Vorverstärker, als Quotient der kleinsten Meßspannung zur Gesamtrauschspannung, kann nach /4.1/ für Kapazitäten unter Berücksichtigung von $Y_D = Y_e + Y_{12} + Y_{22}$ durch die folgende Beziehung angegeben werden. Die Kapazitäten entsprechen den Suszeptanzen im Bild 4.10.

$$U_M/U_r = \Delta\sigma \cdot U_B \cdot \omega \cdot C_1 / =$$

$$\sqrt{U_{rV}^2 \cdot \omega^2 (C_1 + C_2 + C_D)^2 + I_{rV}^2 + 4K_B \cdot T \cdot BR \cdot \omega (C_1 \tan \sigma_1 + C_2 \tan \sigma_2 + C_D \tan \sigma_D)}$$

(4.11)

Mit einer Verstimmung der Brücke $\Delta\sigma = 10^{-8}$, einer Brückenspeisespannung $U_B = 100$ V, der Störsuszeptanz $\omega C_D = 10^{-5}$ S, dem Tangens der Verlustwinkel $\tan \sigma_1 = \tan \sigma_2 = \tan \sigma_D = 10^{-4}$, den Teilsuszeptanzen des Sensorelementes $\omega C_1 = \omega C_2$ und der Rauschbandbreite $BR = 1$ Hz ist das Signal-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit von ωC_1 in Bild 4.11 aufgetragen. Hieraus folgt, daß sich das Signal-Rausch-Verhältnis nahezu proportional zu ωC_1 verhält und stark vom Rauschen des Eingangsverstärkers abhängt. Mit $U_{rV} = 10^{-8}$ V, $U_B = 100$ V

und $d = 5 \cdot 10^{-4} \text{ m}$ ergibt sich $\Delta d = 10^{-13} \text{ m}$ als Grenzwert für die Meßschwelle eines kapazitiven Sensors.

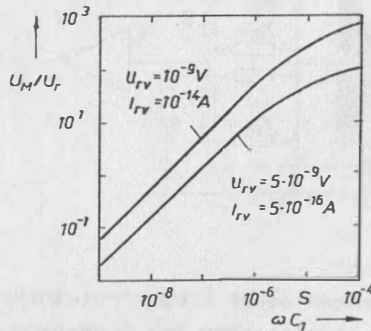


Bild 4.11 Signal-Rausch-Verhältnis U_M/U_r einer Trägerfrequenzbrücke in Abhängigkeit von der Suszeptanz ωC_1 nach /4.1/

4.2.1.2 Abgriffvarianten des Meßsignals

Vom D-Sensorelement muß das Meßsignal in geeigneter Weise zur Meßelektronik geleitet werden. So ergeben sich mehrere Abgriffvarianten, die im Bild 4.12 zu sehen sind.

Variante a) zeigt den direkten Signalabgriff über eine galvanische Kopplung an der Mittelplatte des D-Sensorelementes. Dieser Abgriff ist für starre mechanische Systeme geeignet. Die sich ausbildenden Störkapazitäten C_{S1} und C_{S2} liegen parallel zu Z_3 und Z_4 . Wählt man Z_3 und Z_4 groß genug, zum Beispiel einige nF, so kann man die Störkapazitäten vernachlässigen.

Variante b) zeigt den Signalabgriff zwischen den Impedanzen Z_3 und Z_4 , wobei die Mittelplatte des D-Sensors auf Massepotential liegt. Diese Signalabgriffvariante ist für mechani-

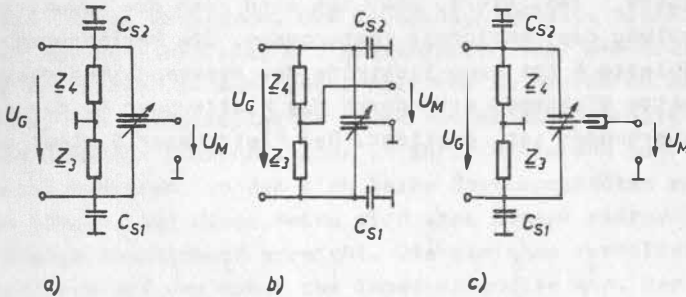


Bild 4.12 Abgriffvarianten des Meßsignals an einem D-Sensorelement

nische-schwingungsfähige-Systeme geeignet, da eine galvanische Kopplung zur Mittelplatte entfällt. Die Masseverbindung der Mittelplatte kann über das mechanische System selbst geschaltet werden. Nachteilig ist, daß die Störkapazitäten C_{S1} und C_{S2} parallel zum D-Sensorelement liegen. Die sich ändernden Werte der Störkapazitäten gehen dann in die Meßspannung U_M ein und verfälschen das Meßergebnis, wenn sie in der Größenordnung der Kapazitätsänderungen des D-Sensorelementes liegen. Für hohe Genauigkeitsanforderungen sind diese Störkapazitäten klein und konstant zu halten.

Variante c) zeigt die kapazitive Auskopplung des Meßsignals. Die sich ausbildenden Störkapazitäten C_{S1} und C_{S2} liegen parallel zu Z_3 und Z_4 und beeinflussen das Meßergebnis praktisch nicht. Da der Signalabgriff berührungslos erfolgt, ist diese die günstigste Variante für mechanische-schwingungsfähige-Systeme.

In Bild 4.13 ist die praktische Ausführung eines D-Sensorelementes mit kapazitiver Auskopplung des Meßsignals abgebildet. Als Material wurde doppelseitig kupferkaschiertes Cevaunit

verwendet. Die Festplatten 3 des D-Sensorelementes werden durch die Platten 2 abgeschirmt. Die Mittelplatte ist durch die Platte 1 realisiert. Über sie wird auch die kapazitive Auskopplung des Meßsignals vorgenommen. Die Verlängerung der Mittelplatte 6 ist eine Elektrode des Auskoppelkondensators. Die zweite Elektrode wird durch das Plattenpaar 4, das galvanisch verbunden ist, gebildet. Das Plattenpaar 5 dient zur

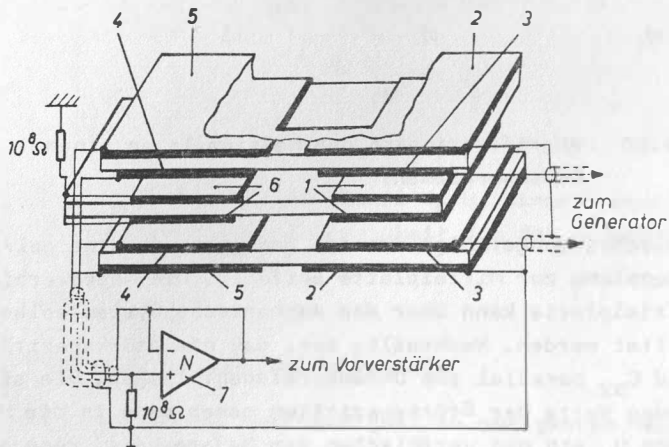


Bild 4.13 Praktische Ausführung des D-Sensorelementes mit kapazitiver Auskopplung des Meßsignals
1 = Mittelplatte des D-Sensorelementes
2 = Abschirmplatten des D-Sensorelementes
3 = Festplatten des D-Sensorelementes
4 = Elektrode des Auskoppelkondensators
5 = Abschirmplatten des Auskoppelkondensators
6 = Elektrode des Auskoppelkondensators
7 = Impedanzwandler

Abschirmung des Auskoppelkondensators. Der Auskoppelkondensator ist mit dem Impedanzwandler 7 über ein doppelt abgeschirmtes Kabel verbunden. Das impedanzgewandelte Signal gelangt zum Vorverstärker und gleichzeitig über den ersten Schirm des Kabels zu den Abschirmplatten 5. Hierdurch wird erreicht, daß Abschirmplatten 5 und Auskoppelkondensatorplatten 4 nahezu gleiches, aber in ihrer Differenz konstantes Potential besitzen, so daß sich keine Störkapazitäten ausbilden können. Auf diese Weise wird eine nahezu störgrößenunabhängige Abschirmung erreicht. Die gleichen Verhältnisse stellen sich auf dem Kabel zum Impedanzwandler ein. Der zweite Schirm des Kabels wird auf den Massepunkt des Impedanzwandlers 7 gelegt. Die Abschirmplatten des D-Sensorelementes und die Schirme der Zuleitungen zum Generator liegen auf dem gleichen Massepunkt.

4.2.1.3 Realisierte Schaltungen

Die Trägerfrequenzbrücke stellt nur einen Teil der Sensorelektronik dar. Zunächst ist eine Versorgung der Trägerfrequenzbrücke mit einer amplitudenstabilisierten Wechselspannung, die um 180° phasenverschoben ist, erforderlich. Die Erzeugung der amplitudenstabilen Wechselspannung übernimmt ein Generator, dessen Amplitude durch eine spezielle Elektronik stabilisiert wird. Als Ausführungsbeispiel ist im Bild 4.14 das Blockschaltbild eines Wien-Robinson-Generators dargestellt. Der Vorgang der Amplitudenstabilisierung erfordert den Vergleich der gleichgerichteten Wechselspannung mit einer Referenzspannung und die anschließende Regelung des Widerstandes eines MOS-Transistors T1 mit einem PI-Regler.

Die Eigenfrequenz f_0 berechnet sich nach der Beziehung:

$$f_0 = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C) \quad (4.12)$$

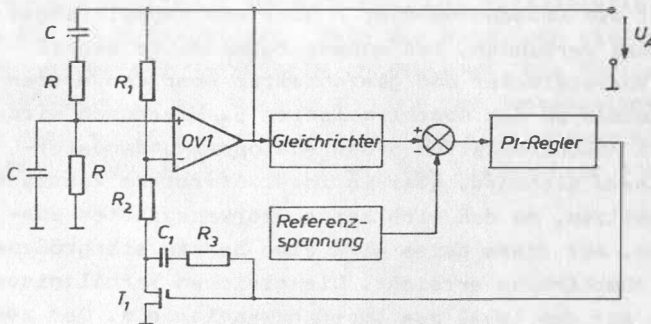


Bild 4.14 Blockechaltbild des Wien-Robinson-Generators mit Amplitudenstabilisierung

Die Amplitudenstabilität des Generators ist $5 \cdot 10^{-4}$. Sie wird wesentlich durch die Konstanz der Referenzspannung bestimmt. Ein Differentialtransformator erzeugt zwei um 180° phasenverschobene Wechselspannungen für die Trägerfrequenzbrücke.

Das als Brückendiagonalspannung entstehende Meßsignal U_M wird durch die Sensorelektronik verstärkt, phasenempfindlich gleichgerichtet, gefiltert und aufgezeichnet. Die Verstärkung übernimmt ein rauscharmer Wechselspannungsverstärker. Der phasenempfindliche Gleichrichter ist nach Blockschaltbild 4.6 mit einem Komparator, einer Addierschaltung und einem Präzisionsgleichrichter aufgebaut. Zur Filterung des Meßsignals ist ein Tiefpaß nachgeschaltet. Ein Schreiber zeichnet das Meßsignal auf.

Die zentrale Baugruppe des analogen Lock-In-Meßsystems ist der phasenempfindliche Gleichrichter (Synchrongleichrichter). Sein Gleichrichterwert \bar{U}_A berechnet sich wie folgt:

$$\bar{U}_A = \sum_{n=1}^{\infty} (2/(\pi \cdot n)) \cdot U_{En} \cdot \cos \varphi_n \quad \text{für } n = \text{ungerade} \quad (4.13)$$

Für $n =$ gerade ist der Gleichrichterwert Null. Der phasempfindliche Gleichrichter bringt in Zusammenarbeit mit dem nachgeschalteten Tiefpaß eine Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses. Das Verhältnis der Rauschspannungen am Eingang und Ausgang des Lock-In-Meßsystems wird nach /4.2/ bei einem Tiefpaß 1. Ordnung wie folgt berechnet:

$$U_{rE}/U_{rA} = \sqrt{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot f_G} \quad (4.14)$$

Für eine Grenzfrequenz am Eingang von $f_G = 30$ Hz und $R \cdot C = 10$ s ergibt sich eine Rauschminderung um 32,6 dB.

Da die phasempfindliche Gleichrichtung einer Multiplikation von Eingangsspannung und Referenzspannung entspricht, werden harmonische Störspannungen, die ein ungeradzahliges Vielfaches der Referenzfrequenz besitzen, ebenfalls detektiert. Folglich sind diese Störspannungen klein zu halten. Zur Unterdrückung dieser Harmonischen kann ein selektiver Vorverstärker eingesetzt werden. Die Übertragungsbandbreite bestimmt das nachgeschaltete Tiefpaßfilter.

In den Bildern 4.15 und 4.16 sind die detaillierten Schaltungen der Sensorelektronik für ein kapazitives Sensorelement in Trägerfrequenzbrückenschaltung und analogem Lock-In-Meßsystem dargestellt. Während die Schaltung im Bild 4.15 dem Blockschaltbild 4.6 entspricht, enthält die Schaltung im Bild 4.16 die folgenden Detaillösungen. Die beiden um 180° phasenverschobenen Wechselspannungen für die Trägerfrequenzbrücke stellen die Operationsverstärker 4 und 5 bereit. Die phasempfindliche Gleichrichtung wird durch Multiplikation der Rechteckspannung des Komparators 9 und der verstärkten Brückendiagonalspannung mit dem Multiplizierer 10 realisiert.

Die Schaltungsvariante nach Bild 4.16 kann durchaus als Hybridschaltkreis hergestellt werden, so daß ein Schaltkreis für das kapazitive D-Sensorelement zur Verfügung steht. Als diskrete Bauelemente wären lediglich Einstellwiderstände für Vorverstärker und Nullpunkteinstellung sowie Abgleichwider-

Bild 4.15 Sensor-elektronik 1 für kapazitives Sensorelement

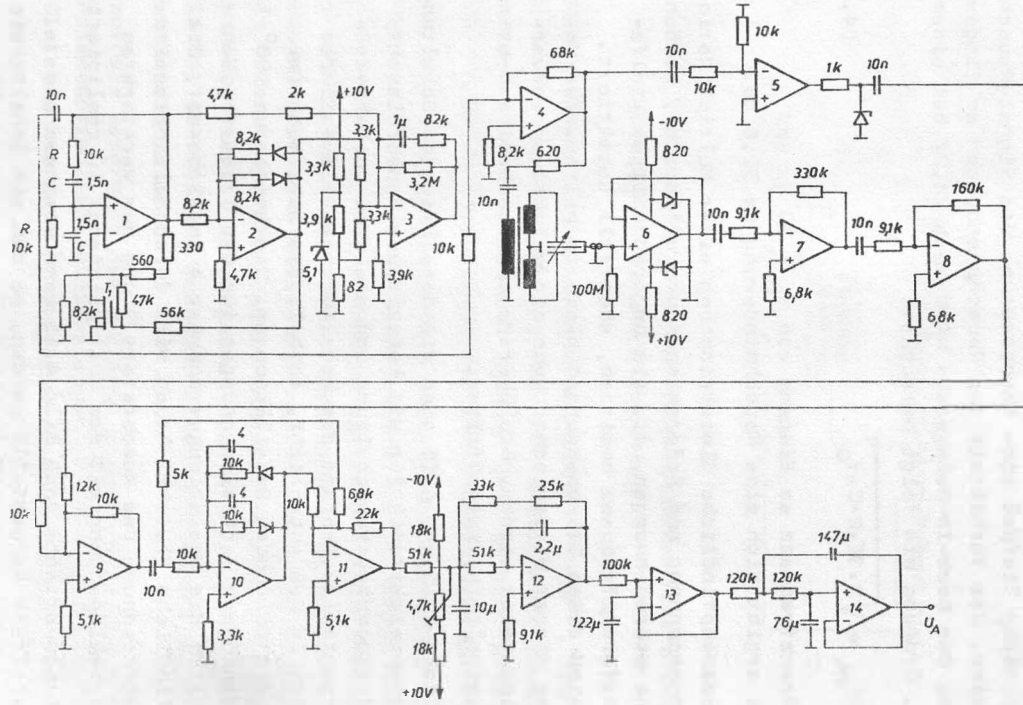
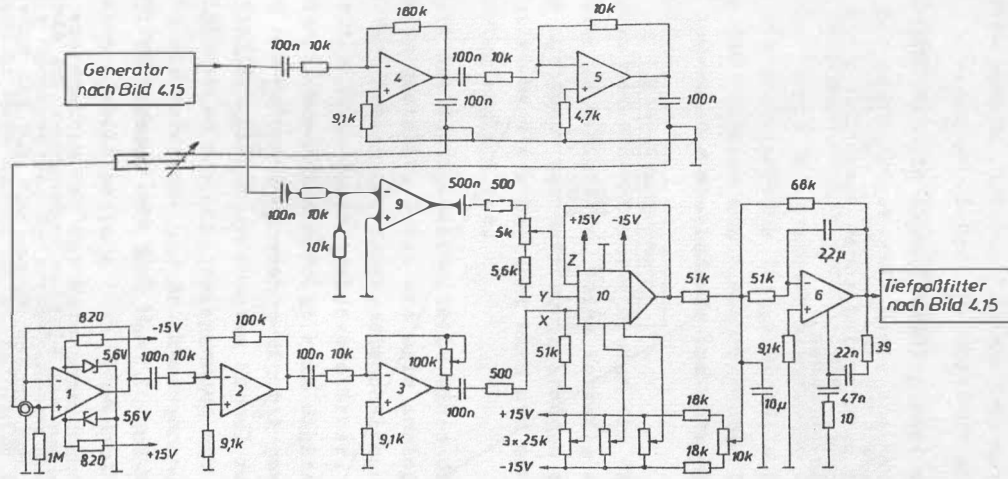


Bild 4.16 Sensorelektronik 2 für kapazitives Sensorelement mit Multiplizierer



stände einzelner Bauelemente auszuführen. Ein Hybridschaltkreis gewährleistet darüber hinaus nahezu gleiche Temperaturverhältnisse für alle Bauelemente und minimiert den Einfluß von Kabelkapazitäten und -induktivitäten. Dieses wirkt sich vorteilhaft auf die Funktion der Schaltung aus.

Die Kennlinien des kapazitiven Sensors sind im Bild 4.17 abgebildet. Sie wurden mit einem Werkzeugmikroskop als Längenmeßeinrichtung bei unterschiedlichen Abständen d und Verstärkungsfaktoren K_V aufgenommen.

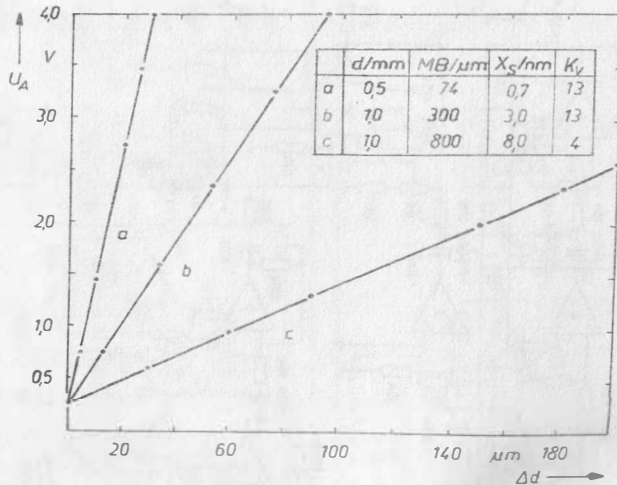


Bild 4.17 Kennlinien $U_A = f(\Delta d)$ des kapazitiven Sensors nach Bild 4.15

Die Ergebnisse zeigen bei kleinen Änderungen Δd einen streng linearen Verlauf. Bei großen Werten von Δd ist außerhalb des Meßbereiches eine geringe Nichtlinearität festzustellen, deren Ursache in der sich ausbildenden Inhomogenität des elektrischen Feldes zu suchen ist. Bei einem Auflösungsvermögen ΔV

von 10^5 ergeben sich aus dem Meßbereich die jeweiligen Meßschwellen für die Kennlinien a, b und c. Meßschwelle und Auflösungsvermögen können noch variiert werden.

4.2.1.4 Digitales Lock-In-Meßsystem

Außer dem Nachteil der Detektion von ungeradzahligen Harmonischen der Referenzfrequenz treten beim analogen Lock-In-Meßsystem Fehler durch die analogen Baugruppen auf, wie Hysterese und sich ändernde Triggerschwelle des Komparators, Fehler bei der Addition und Gleichrichtung. Diese Fehler werden durch Auswahl der Bauelemente und gute Thermostatierung klein gehalten.

Ein digitales Lock-In-Meßsystem bietet die Möglichkeit, diese Fehler weiter zu minimieren. Seine Vorteile sind, daß der Meßbereich nur durch das Auflösungsvermögen des eingesetzten Analog-Digital-Wandlers begrenzt wird und ein praktisch driftfreier Betrieb möglich ist.

Im Bild 4.18 ist das Blockschaltbild eines digitalen Lock-In-Meßsystems dargestellt. Genau wie beim analogen System erfolgt die Verstärkung der Brückendiagonalspannung der Trägerfrequenzbrücke durch einen Analogverstärker. Die Bestimmung der Nutzsignalkomponenten erfolgt rein digital. Zu diesem Zweck wird die Meßspannung analog-digital gewandelt. Um ein phasenempfindlich gleichgerichtetes Signal zu erhalten, ist eine Multiplikation der Diagonalspannung mit +1 oder -1 erforderlich. Die Referenz- und Brückenspannung wird aus Sinuslisten digital erzeugt und über den Digital-Analog-Wandler (DAU) in eine stabile analoge Form gebracht. Die Sinusliste ist somit ein exaktes Maß der Referenzspannung. Durch die rückläufige Wandlung der Referenzspannung über den Analog-Digital-Wandler kann ein direkter Vergleich zwischen Sinusliste und realer Brückenspannung vorgenommen werden, wobei die Nulldurchgänge den Start der Sinuslisten angeben.

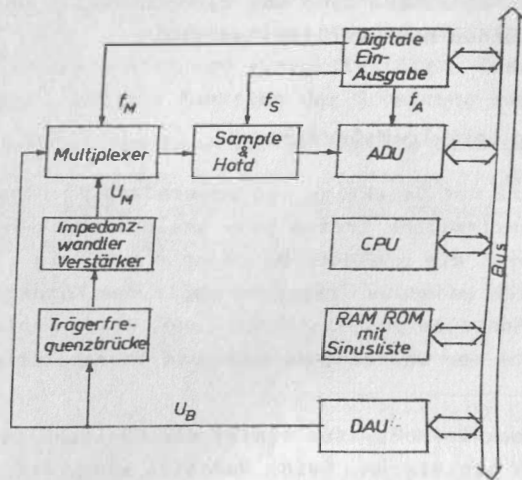


Bild 4.18 Digitaler Lock-In-Meßverstärker

Nach /4.3/ können folgende Berechnungsformeln genutzt werden:

Meßspannung:

$$U_M = U_M \sin(2 n \pi / N + \varphi) \quad (4.15)$$

Realteil:

$$Re = \sum_{n=1}^N U_M \sin(2 n \pi / N + \varphi) \cdot U_{Re} \sin(2 n \pi / N) \quad (4.16)$$

Imaginärteil:

$$Im = \sum_{n=1}^N U_M \sin(2 n \pi / N + \varphi) \cdot U_{Re} \cos(2 n \pi / N) \quad (4.17)$$

Der Betrag des Meßsignals ergibt sich zu:

$$|U_M| = (U_M \cdot U_{Re}) / 2 \quad (4.18)$$

Den Phasenwinkel φ erhält man aus:

$$\varphi = \arctan(Im/Re) \quad (4.19)$$

Mit dem Einsatz eines Einchipmikrorechners und integrierten AD- und DA-Wandlern kann auf kleinstem Raum eine leistungsfähige Sensorelektronik für ein kapazitives D-Sensorelement aufgebaut werden, die oben genannte Vorteile garantiert.

4.2.2 Phasenschieberschaltungen

Bei dieser Sensorelektronikgruppe ist das kapazitive Sensorelement Bestandteil von Phasenschieberschaltungen /4.4/. Infolge einer Kapazitätsänderung entsteht ein phasenmoduliertes Signal, das mit einem Phasendemodulator und einem Tiefpaß in ein analoges Meßsignal umgewandelt werden kann. Eine digitale Auswertung des phasenmodulierten Signals ist ebenfalls möglich. Im Bild 4.19 ist der Aufbau einer Schaltung abgebildet, in der das kapazitive D-Sensorelement Bestandteil je eines Allpaßfilters 1. Ordnung ist. Die Allpaßfilter werden durch die Operationsverstärker 1 und 2 realisiert.

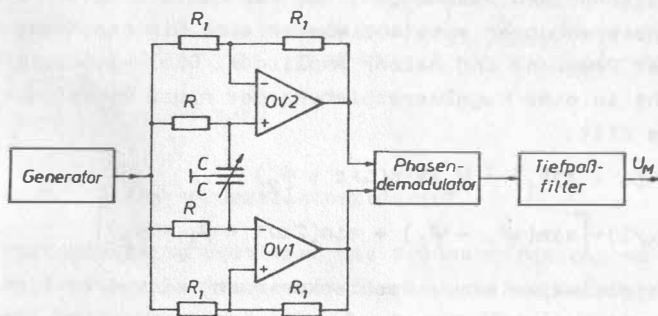


Bild 4.19 Kapazitives D-Sensorelement in Phasenschieberschaltung

Die Phasenverschiebung für ein Allpaßfilter 1. Ordnung berechnet sich nach der Beziehung

$$\psi = 2 \cdot \arctan(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C) \quad (4.20)$$

Im Bild 4.20 ist hierfür die Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ als Funktion der Verschiebung Δd angegeben. Bei Nutzung eines D-Sensorelementes in einer Phasenschieberschaltung wird eine lineare Kennlinie erzeugt.

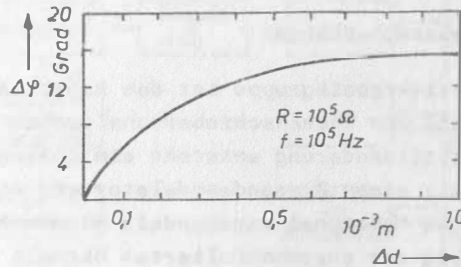


Bild 4.20 Kennlinie $\Delta\varphi = f(\Delta d)$ für Allpaßphasenschieber

Die Phasenmodulation entspricht der Multiplikation von zwei phasenverschobenen Spannungen. Bei der Multiplikation von zwei Sinusspannungen entsteht wieder eine Sinusspannung mit doppelter Frequenz und halber Amplitude. Die Phasenverschiebung geht in eine Pegelverschiebung der neuen Sinusfunktion über. Es gilt:

$$\begin{aligned} & U_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot U_2 \cdot \sin(\omega t + \varphi_2) \\ &= (U_1 \cdot U_2 / 2) \cdot \left[\sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \sin(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) \right] \end{aligned} \quad (4.21)$$

Die Multiplikation einer Rechteckspannung mit einer Sinusspannung liefert ein Signal, das die Amplituden- und Phaseninformation enthält. Sie wird bei der phasenempfindlichen Gleichrichtung angewendet.

Die Multiplikation von zwei phasenverschobenen Rechteckspannungen liefert ein pulsbreitenmoduliertes Signal, das der Phasenverschiebung proportional ist und durch einen Tiefpaß in eine Gleichspannung umgewandelt wird. Die Multiplikation der beiden Rechteckspannungen kann beispielsweise

mit einer digitalen Exklusiv-Oder-Schaltung realisiert werden. Pegelschwankungen der Rechteckspannungen werden in diesem Fall eliminiert.

4.2.3 Oszillatorschaltungen

Das kapazitive Sensorelement kann ebenfalls Bestandteil von Oszillatorschaltungen sein. Es steuert infolge seiner Kapazitätsänderung die Frequenz des Oszillators. Das kapazitive Sensorelement ist in verschiedenen Typen von Oszillatoren einsetzbar, zum Beispiel Colpits-Oszillator, Meißner-Oszillator, Wien-Robinson-Oszillator /4.5/, /4.6/.

Um auch das Differenzprinzip auszunutzen, wird das Differenzoszillatorprinzip angewendet /4.7/. Ein Beispiel hierfür ist im Bild 4.21 dargestellt.

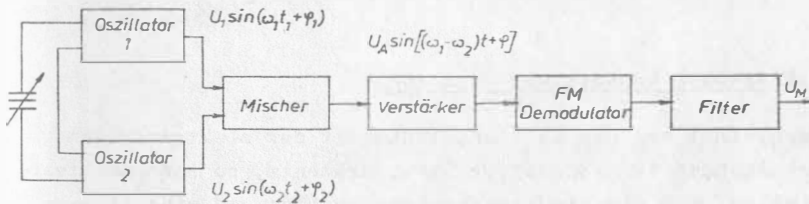


Bild 4.21 Differenzoszillatorprinzip

Zwei Resonanzkreise bestimmen die Resonanzfrequenz von zwei Oszillatoren, deren Frequenzen das kapazitive D-Sensorelement variiert. Beide Frequenzen werden zur Differenz gebracht, so daß eine Differenzfrequenz entsteht, die von einem Demodulator detektiert und anschließend gefiltert wird. Die Differenzfrequenz kann anderenfalls von einem Zähler in ein BCD-Signal gewandelt werden, so daß eine digitale Weiterverarbeitung gewährleistet ist. Wenn man LC-Oszillatoren verwendet, so berechnet sich die Resonanzfrequenz nach der Thomsonformel

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L \cdot C}) \quad (4.22)$$

Die Differenzfrequenz ergibt sich für die Differentialanordnung zu

$$\Delta f = 1/(2 \pi \sqrt{L}) (1/\sqrt{C_0 + \Delta C} - 1/\sqrt{C_0 - \Delta C}) \quad (4.23)$$

Ein Nachteil des Differenzoszillatorprinzips mit zwei Oszillatoren ist, daß die Frequenzen beider Oszillatoren unterschiedlich driften und infolgedessen eine fehlerhafte Differenzfrequenz erzeugen. Diesen Nachteil kann man umgehen, wenn nur ein Oszillator benutzt wird, an den abwechselnd ein Teilkondensator des D-Sensorelementes geschaltet wird. Die Differenzfrequenz ist dann ein Maß für die unterschiedlichen Teilkapazitäten und die damit verbundene Positionsänderung der Mittelplatte des D-Sensorelementes /4.8/.

Phasenschieberschaltungen und Oszillatorschaltungen bringen keine prinzipiellen Vorteile gegenüber Brückenschaltungen, stellen aber eine sinnvolle Ergänzung zu ihnen dar.

4.3 Einsatz kapazitiver Sensoren

Vergleicht man die Leistungsfähigkeit der elektronischen Schaltungen für kapazitive Sensorelemente, so kann man feststellen, daß die niedrigsten Meßschwellen und eine lineare Kennlinie mit D-Sensorelementen erreicht werden, die in Schaltungen nach dem Kompensationsprinzip oder Differenzprinzip arbeiten. Hierzu gehören die Verfahren mit Trägerfrequenzbrücke /4.9/ und Resonanzbrücke /4.10/ sowie das Differenzfrequenzprinzip /4.8/ und Differenzphasenprinzip. Das Verfahren mit Konstantstromaufladung zeichnet sich durch das zeitanaloge Signal aus, das digital weiter verarbeitet werden kann /4.11/. Entsprechend der Ausführung der Schaltungen können vergleichbare Parameter erzielt werden.

Kapazitive Sensoren haben eine sehr niedrige Meßschwelle, die hauptsächlich durch das Eigenrauschen des Eingangsverstärkers bestimmt wird. Der Linearitätsfehler der Kennlinie liegt im Promillebereich. Die Kennlinie zeigt keine Hysterese. Ein

Meßbereich von 10^6 ist erreichbar. Die Kombination positionsempfindlicher Sensor - elektrostatische Kraftkompensation erlaubt den einfachen Aufbau eines Feedbackmeßsystems. Der kapazitive Sensor arbeitet praktisch rückwirkungsfrei. Die Gestaltung des Sensorelementes kann der Meßaufgabe angepaßt werden.

Der entwickelte kapazitive Sensor /4.9/ wurde in den geophysikalischen Geräten Gravimeter, Gradiometer und Strainmeter eingesetzt. Es konnte jeweils eine erhebliche Verbesserung der Leistungsparameter dieser Geräte erreicht werden, auf die im folgenden noch eingegangen wird.

5. Darstellung weiterer Sensorwirkprinzipien zur Messung von Längenänderungen

Neben den kapazitiven Sensoren, die für viele Anwendungen in der geophysikalischen Meßtechnik gut geeignet sind, können auch Sensoren nach anderen Wirkprinzipien eingesetzt werden. In diesem Abschnitt werden deshalb die Prinzipien und wesentlichen Eigenschaften anderer Sensoren behandelt.

5.1 Induktive Sensoren

Induktive Sensoren sind signalbearbeitende Sensoren. Das induktive Sensorelement ist somit Bestandteil einer elektronischen Schaltung. Die Möglichkeiten der Parametersteuerung und den prinzipiellen Aufbau induktiver Sensoren veranschaulicht Bild 5.1. Das induktive Sensorelement, das in Form einer Spulenanordnung ausgebildet ist, kann durch seine Parameter Selbstinduktivität oder Gegeninduktivität gesteuert werden.

Die Induktivität L einer Spulenordnung mit Eisenkern berechnet sich nach der Beziehung:

$$L = w^2/R_m = (\mu_o \cdot \mu_r \cdot A \cdot \phi \cdot w^2)/l \phi \quad (5.1)$$

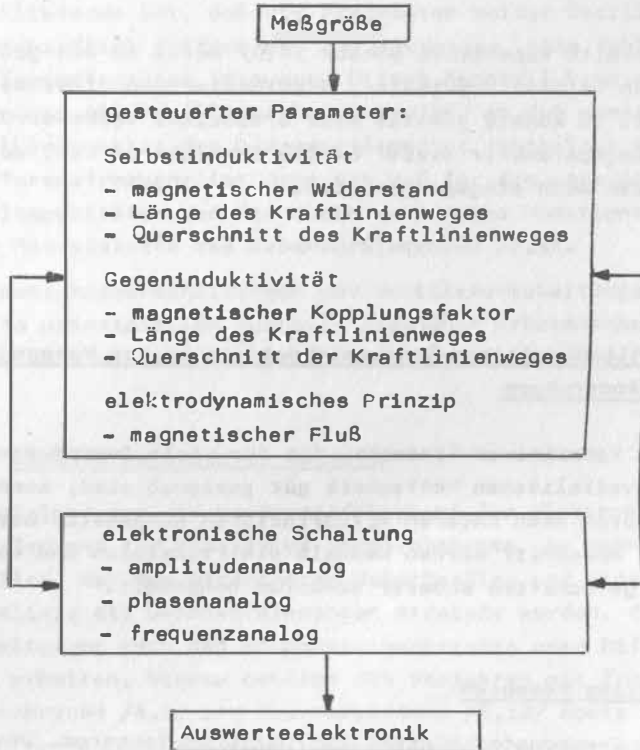


Bild 5.1 Prinzipieller Aufbau induktiver Sensoren

Außer der magnetischen Feldkonstanten können die übrigen Parameter zur Veränderung der Induktivität beitragen und für Sensorzwecke ausgenutzt werden. Die Gegeninduktivität zweier Spulenordnungen berechnet sich nach der Beziehung:

$$M = (w_1 \cdot w_2)/R_{m12} = k\sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (5.2)$$

Sie kann durch Veränderung des Kopplungsfaktors k beider Spulenanordnungen unterschiedliche Werte annehmen, die durch Variieren der Länge bzw. des Querschnittes des Kraftlinienweges entstehen. Die Schaltungen, in denen induktive Sensorelemente arbeiten, sind analog denen für kapazitive Sensorelemente. Bei hohen Anforderungen an den Sensor wählt man die Differentialanordnung induktiver Sensorelemente aus.

Die Grundprinzipien induktiver D-Sensorelemente (in Differentialanordnung) mit Veränderung der Selbstinduktivität sind im Bild 5.2 zu sehen. Man unterscheidet zwischen dem Queranker- und dem Tauchankerprinzip.

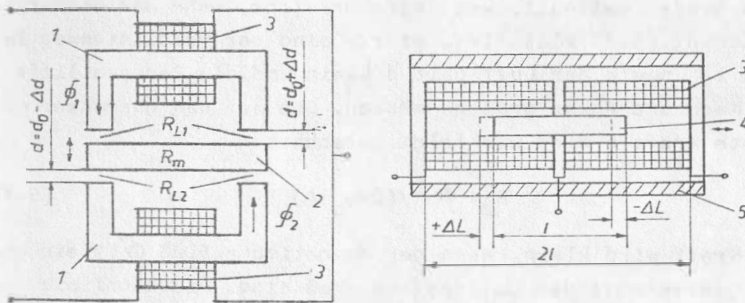


Bild 5.2 Grundprinzipien induktiver D-Sensorelemente mit Veränderung der Selbstinduktivität

a) Differentialspule mit Queranker

b) Differentialspule mit Tauchanker

1 = Spulenkern, 2 = Queranker,

3 = Differentialspule, 4 = Tauchanker,

5 = Rückschlußzylinder

Beim Querankerprinzip wird der Meßeffect durch Verändern des magnetischen Flusses Φ_1 infolge einer Veränderung von R_{L1} und beim Differentialquerankerprinzip gleichzeitig durch die Beeinflussung des magnetischen Flusses Φ_2 infolge einer Veränderung von R_{L2} erreicht. Die berechnete Abhängigkeit der Induktivität L von der Verschiebung des Ankers d zeigt einen

hyperbolischen Verlauf, der wegen der unvermeidlichen magnetischen Streuung im Luftspalt in der Praxis nur angenähert wiedergegeben wird. Dieser Verlauf ist stark von den verwendeten Werkstoffen des Querankers abhängig.

Das induktive Differentialquerankersensorelement wird zweckmäßigerweise in einer Brückenschaltung angeordnet. Hierdurch ergibt sich eine lineare Kennlinie. Einwirkende Fremdfelder werden durch die Kompensationswirkung gemindert. Die Empfindlichkeit S des induktiven D-Sensorelementes berechnet sich nach der Beziehung:

$$(|\Delta L_1| + |\Delta L_2|) / \Delta d = \mu_0 \cdot A \cdot \phi \cdot w^2 / ((l_\phi / \mu_r) + d)^2 \quad (5.3)$$

Eine große Empfindlichkeit wird erreicht, wenn der Nenner in Gleichung (5.3) klein ist. Hierzu sind der Feldlinienweg im Kern l_ϕ sowie der Luftspalt d klein und die Permeabilität von Kern und Anker groß zu wählen. Die auf den Queranker ausgeübte Kraft F wird wie folgt berechnet:

$$F = \phi^2 / (2 \cdot \mu_0 \cdot A) \quad (5.4)$$

Die Kraft wird klein, wenn der magnetische Fluß ϕ klein und der Querschnitt des Luftspaltes groß sind. Die Kennlinie induktiver Sensorelemente wird beeinflusst durch das auftretende Streufeld, die Wirbelströme und die Hysterese, die insbesondere bei hoher Permeabilität des verwendeten Materials auftritt. Die in den Spulen erzeugte Stromwärme kann zu Maßänderungen der Bauteile (Anker, Queranker) führen. Diese Einflußfaktoren begrenzen die Meßschwelle. Um eine möglichst große Steilheit der Kennlinie des Sensors zu bekommen, ordnet man die Spulen des induktiven Sensorelementes in Parallelresonanzkreisen an, die eine hohe Güte aufweisen. In /5.1/ wird mit einem Differentialquerankergerber eine Empfindlichkeit von 1 nm/mV erreicht. Die Bandbreite erstreckt sich bis zur Grenzfrequenz des Tiefpasses.

Induktive Sensorelemente nach dem Tauchankerprinzip zeichnen sich durch einen größeren Meßbereich aus. Ihre Meßschwelle ist jedoch geringer. Die quantitative Beschreibung dieser

Sensorelemente ist schwieriger, weil die Feldverteilung im Gegensatz zum Querankersensorelement noch weniger gut zu übersehen ist. Der Tauchanker besteht aus hochpermeablem Material, dessen Länge etwa der Spulenlänge entspricht. Beide Spulen sind von einem Zylinder aus ebenfalls hochpermeablem Material umgeben, der einerseits zur Abschirmung, aber insbesondere als Rückschluß des magnetischen Flusses dient.

Wenn man davon ausgeht, daß der magnetische Widerstand der Spule wegen des hochpermeablen Materials nur durch den Luftweg ($1/2 \pm \Delta l$) bestimmt wird, so ergibt sich unter Berücksichtigung von /5.2/ für die Empfindlichkeit des Tauchankersensorelementes:

$$(|\Delta L_1|/\Delta l + |\Delta L_2|/\Delta l) = 2 \cdot (\mu_0 \cdot w^2 \cdot A)/(1/2 + \Delta l)^2 \quad (5.5)$$

Für die Ausgangsspannung kann folgende Beziehung angegeben werden:

$$U_A = U_B \cdot \Delta l/(1 + 1 \cdot \beta/2) \quad (5.6)$$

Hierbei ist β ein Faktor, der zwischen 0 und 1 liegt und zur Abschätzung des Streufeldes dient.

Analog sind die Sensorelemente mit Veränderung der Gegeninduktivität aufgebaut (s. Bild 5.3).

Induktive Sensorelemente erreichen zwar Meßschwellen bis in den nm-Bereich, sind aber wegen der schwierigeren Beherrschbarkeit des magnetischen Feldes und der damit verbundenen Streufelder, der vorhandenen Hysterese und der Wirbelstromverluste den kapazitiven Sensorelementen hinsichtlich Meßschwelle und Linearität der Kennlinie unterlegen. Ihre Anwendung ist jedoch in der Meßtechnik weit verbreitet. Sie werden auch in der Geophysik für Strainmessungen eingesetzt /5.3/. Die Berechnungsergebnisse magnetischer Kreise stimmen mit den praktischen Ergebnissen nur näherungsweise überein. Auf Grund der im magnetischen Material entstehenden Flußverdrängungen und Wirbelstromverluste sowie der

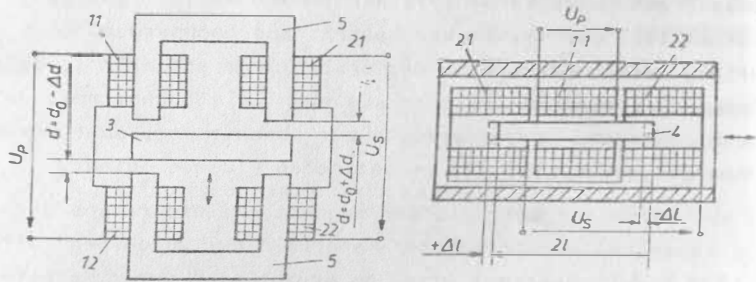


Bild 5.3 Grundprinzipien induktiver D-Sensorelemente mit Veränderung der Gegeninduktivität

- a) Differentialtransformator mit Queranker
- b) Differentialtransformator mit Tauchanker
- 11 = Primärspule 1, 12 = Primärspule 2,
- 21 = Sekundärspule 1, 22 = Sekundärspule 2,
- 3 = Queranker, 4 = Tauchanker, 5 = Spulenkern

Hysteresese des magnetischen Materials erfolgt der Entwurf induktiver Sensorelemente auf experimenteller Basis mit theoretischer Abschätzung. In der Miniaturisierung induktiver Sensoren und dem Aufbau in integrierter Elektronik wird die weitere Entwicklung induktiver Sensoren gesehen. Erste Lösungsvorschläge sind in /5.4/ und /5.33/ enthalten.

5.2 Elektrodynamische Sensoren

Beim elektrodynamischen Sensor werden die Kraftwirkungen auf einen stromdurchflossenen Leiter im magnetischen Feld genutzt. Der stromdurchflossene Leiter wird als Spule ausgeführt. Das magnetische Feld erzeugt einen Permanentmagneten. Die in der Spule induzierte Spannung U , die im Verbraucher einen Stromfluß bewirkt, berechnet sich aus der Beziehung:

$$U = - w \cdot d\Phi / dt = - d\Psi / dt \quad (5.7)$$

Sie stellt den Zusammenhang zwischen der induzierten Spannung U und der Änderungsgeschwindigkeit des mit der Spule verkettenen Flusses Ψ dar. Der magnetische Fluß als Folge des induzierten Stromes ist so gerichtet, daß er die durch die Bewegung des Leiters entstehende Flußänderung aufzuheben versucht. Die Änderung des magnetischen Flusses kann durch Bewegung der Spule oder durch zeitliches Ändern des magnetischen Feldes, beispielsweise Verändern des magnetischen Widerstandes R_m infolge einer Luftspaltänderung, entstehen. Die kleinste noch meßbare Geschwindigkeit wird durch die inneren Störungen des Sensorelementes bestimmt. Der Übertragungsfaktor wird wie folgt angegeben:

$$U/v = B \cdot l_L \quad (5.8)$$

Durch das Rauschen des Innenwiderstandes des Sensors entsteht eine Störspannung, die einer Geschwindigkeit v_{St} entspricht /5.5/. Die Meßschwelle des Sensorelementes wird folglich durch die Beziehung

$$X_{Sv} > U_{St} / (B \cdot l_L) \quad (5.9)$$

angegeben. Unter Berücksichtigung des thermischen Rauschens eines Widerstandes /5.6/ ergibt sich:

$$v_{St} = \sqrt{4 \cdot K_B \cdot T \cdot \Delta f \cdot R / (B \cdot l_L)^2} \quad (5.10)$$

Mit einer Bandbreite von $\Delta f = 100$ Hz, einer magnetischen Induktion im Luftspalt von $B = 1$ T, der Temperatur $T = 293$ K, der Boltzmannkonstanten $K_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$, dem spezifischen Widerstand von Kupfer $\rho_{Cu} = 0,017 \text{ mm}^2/\text{m}$, $l_L = 100$ m und $R = 1,7 \Omega$ berechnet sich $v_{St} = 1,7 \cdot 10^{-11} \text{ m/s}$. Diese Größe legt den Grenzwert der Maßschwelle fest.

Geringes Rauschen tritt bei kleiner Bandbreite auf, außerdem bei kleinem Widerstand, großer magnetischer Induktion und Länge des Spulendrahtes. Die noch meßbaren Spannungen liegen ca. zwischen (0,1 bis 1) μV .

Neben dem Rauschen des Sensorelementes tritt das Rauschen des Eingangsverstärkers zusätzlich auf. Es liegt für gute Verstärker in der Größenordnung von (10^{-8} bis 10^{-9}) V. Die Krafrückwirkung des Sensors, die durch den Stromfluß in der Spule entsteht, kann auf Grund der hohen Eingangswiderstände moderner elektronischer Verstärker klein gehalten werden. Der elektrodynamische Sensor hat in Seismometern eine große Verbreitung als Tauchspulmagnetsystem gefunden. Die Krafrückwirkung wird hier als geschwindigkeitsproportionale Dämpfung genutzt. Die Rückwirkung wird in der Differentialgleichung des Seismometers berücksichtigt /3.5/. Die Geschwindigkeits-Spannungs-Kennlinie des elektrodynamischen Sensors zeigt einen linearen Verlauf. Daraus abgeleitet hat die Weg-Spannungs-Kennlinie einen quadratischen Verlauf unter Zugrundelegung einer gleichmäßig beschleunigten Bewegung.

5.3 Galvanomagnetische Sensoren

Galvanomagnetische Sensoren basieren auf der Magnetfeldempfindlichkeit von Halbleiterschichten. Sie nutzen die galvanomagnetischen Effekte des Hall- oder des Widerstandseffektes. Bild 5.4 zeigt den prinzipiellen Aufbau galvanomagnetischer Sensoren.

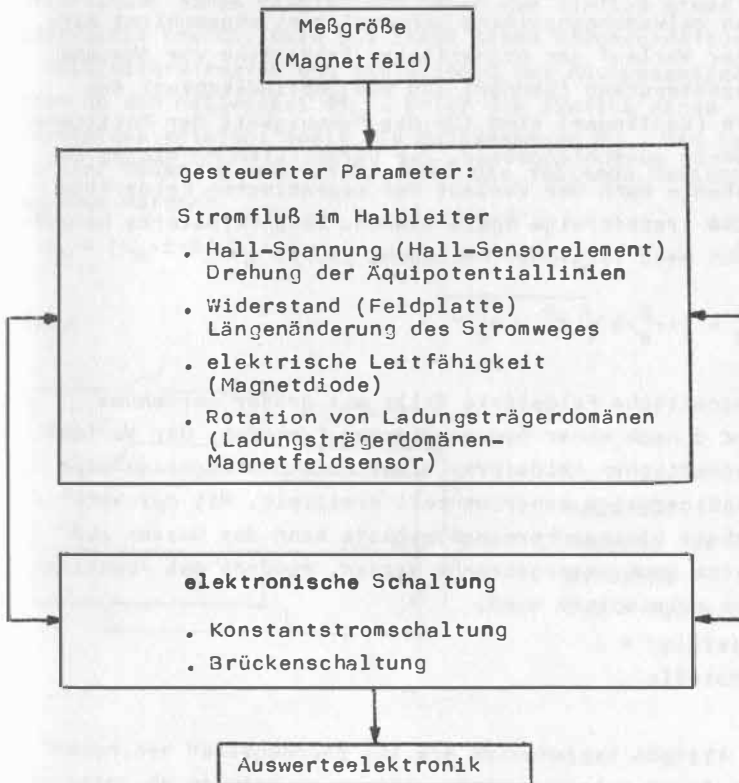


Bild 5.4 Prinzipieller Aufbau von galvanomagnetischen Sensoren

Bei der Nutzung des galvanomagnetischen Sensors zur Positionsbestimmung tritt er als Empfänger mit einem ferromagnetischen System als Sender über die magnetische Energie in Wechselbeziehung. Als Sender kann ein elektromagnetisches oder permanentmagnetisches Erregersystem fungieren. Das galvanomagnetische Sensorelement bildet den Empfänger. Die Realisierung solch eines Systems macht es erforderlich, daß die Wirkungen des Erdmagnetfeldes bzw. anderer Störmagnetfelder auf das galvanomagnetische Sensorelement abgeschirmt werden. Der Verlauf der magnetischen Feldstärke vom Abstand des Magnetsystems (Sender) und die Empfindlichkeit des Sensors (Empfänger) sind für die Genauigkeit der Positionsbestimmung ausschlaggebend. Zur Verdeutlichung dieses Zusammenhangs kann der Verlauf der magnetischen Feldstärke H_x für eine kreisförmige Spule dienen. Ihre Feldstärke berechnet sich nach folgender Beziehung /5.7/.

$$H_x = I \cdot r_s^2 / 2 \sqrt{(d^2 + r_s^2)^3} \quad (5.11)$$

Die magnetische Feldstärke fällt mit größer werdendem Abstand d nach einer hyperbolischen Funktion. Der Verlauf der magnetischen Feldstärke eines Permanentmagneten wird zweckmäßigerweise experimentell ermittelt. Mit der Verfügbarkeit kleiner Permanentmagnete kann das System auf kleinstem Raum untergebracht werden, wodurch das Abschirmproblem erleichtert wird.

Eine hohe Positionierempfindlichkeit kann erreicht werden, wenn ein steiler Abfall der magnetischen Feldstärke in Abhängigkeit von d vorliegt.

5.3.1 Hall-Sensorelement

Der Halleffekt beruht auf der Tatsache, daß sich die Äquipotentiallinien eines Halbleiters unter dem Einfluß eines Magnetfeldes drehen. Bild 5.5 zeigt einen stromdurchflossenen Halbleiterstreifen und die Drehung der Äquipotentiallinien um den Hallwinkel θ_H . Unter dem Einfluß eines Magnetfeldes entsteht somit die Hallspannung U_H . Sie kann in erster Näherung nach /5.8/ durch die folgende Beziehung angegeben werden:

$$U_H = (K_H \cdot i \cdot B) / l_3 \quad (5.12)$$

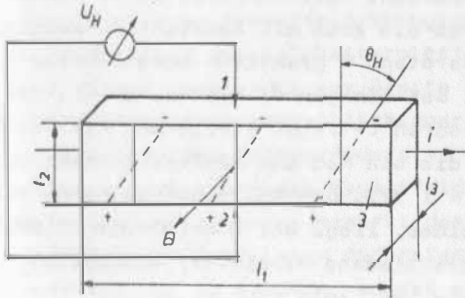


Bild 5.5
Messung des Halleffektes
1,2 = Elektroden
3 = Halbleiterplättchen

Zum Messen der Hallspannung ist ein hochohmiger Abgriff erforderlich, da es sich um positive bzw. negative Raumladungen an den Längsseiten des Halbleiterstreifens handelt, die sich beim Vorhandensein des Magnetfeldes bilden. Diese Ladungsträger erzeugen ein elektrisches Gegenfeld, das Hallfeld. Das Hallfeld kompensiert die Wirkung der magnetischen

Kraft (Lorentz-Kraft) auf die Elektronen. Hält man den Strom durch den Halbleiterstreifen konstant, so entsteht eine lineare Abhängigkeit zwischen Hallspannung U_H und magnetischer Induktion B . Die Steilheit der Kennlinie wird durch das Verhältnis K_H/l_3 bestimmt. Der Hallwinkel Θ_H , um den die Äquipotentiallinien im Magnetfeld gedreht werden, berechnet sich wie folgt:

$$\tan \Theta_H = \mu_H \cdot B \quad (5.13)$$

Die an den Kontakten 1 und 2 maximal entnehmbare Hallepannung $U_{H \max}$ ergibt sich nach /5.8/ zu:

$$U_{H \max} = B \cdot \sqrt{(\Delta T/2 \cdot l_3) \cdot \alpha \cdot \mu_H \cdot K_H} \quad (5.14)$$

Hall-Sensoren werden in zwei Grundformen hergestellt, als Rechteck mit einem Verhältnis $l_1/l_2 = 2$ und als symmetrische Kreuzform. Die Dicke liegt bei $l_3 = (5 \text{ bis } 80) \mu\text{m}$. Bei Verwendung von Silizium als Substratmaterial kann das Hall-Sensorelement einschließlich seiner peripheren Elektronik auf einem Chip untergebracht werden. Hall-Sensorelemente können sowohl mit konstantem Strom als auch mit konstanter Spannung betrieben werden. Der Widerstand R praktisch ausgeführter Hall-Sensorelemente liegt bei einigen Ω bis ca. 20Ω . Die Speiseströme der Hall-Sensoren betragen einige mA. Die Steilheit der U_H/B -Kennlinie, die ein Maß der Empfindlichkeit des Sensors ist, liegt bei $S = 1 \text{ V/T}$. Die Nullspannung, ohne Vorhandensein eines Magnetfeldes, liegt bei etwa $(10 \text{ bis } 20) \text{ mV}$. Alle Materialien werden verschiedene Halbleiter eingesetzt, wie zum Beispiel InSb, GaAs, Si, InAs /5.9/.

5.3.2 Feldplatte-Sensorelement

Die Feldplatte nutzt den Effekt, daß sich der Widerstand eines stromdurchflossenen Halbleiters unter dem Einfluß eines Magnetfeldes ändert. Im Bild 5.6 ist das Prinzip einer Feldplatte dargestellt.

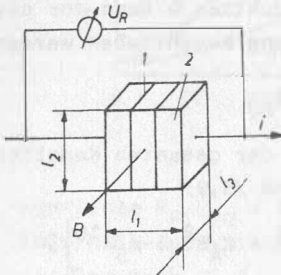


Bild 5.6
Prinzip einer Feldplatte
1 = Kurzschlußstreifen
2 = Halbleiterplättchen

Feldplatten sind magnetfeldabhängige Widerstände. Wählt man die Abmessungen des Halbleiterplättchens so, daß die Länge l_1 klein ist im Verhältnis zur Breite l_2 , so wird die auftretende Hallspannung vernachlässigbar klein, und es wird nur eine magnetfeldabhängige Widerstandsänderung wirksam. Die durch die Einwirkung des Magnetfeldes hervorgerufene Drehung der Äquipotentiallinien bewirkt dann eine Verlängerung des Stromweges und damit eine Widerstandsänderung. Um den Grundwiderstand R_{F0} zu erhöhen, so daß man Werte von einigen 100Ω erhält, werden Halbleiterplättchen kleiner Länge in Reihe geschaltet. Hierzu werden zwischen den Halbleiterplättchen senkrecht zur Stromrichtung Kurzschlußstreifen eingefügt /5.10/.

Hallspannung und Widerstandsänderung sind komplementäre Effekte, die von der Geometrie der Halbleiterschicht abhängen. Die Hallspannung steigt mit wachsendem Verhältnis l_1/l_2 ,

während die Widerstandsänderung abnimmt. Ausgangsmaterial für die Herstellung von Feldplatten ist InSb/NiSb-Eutektikum, wobei die NiSb-Nadeln als Kurzschlußstreifen dienen. Der Grundwiderstand von Feldplatten R_{FO} , ohne die Einwirkung eines Magnetfeldes, hängt von den geometrischen Abmessungen und der Leitfähigkeit des Materials ab. Er kann Werte von einigen $m\Omega$ bis $k\Omega$ annehmen. Für kleine Magnetfelder ist die Abhängigkeit des Widerstandes von der magnetischen Induktion eine quadratische Funktion. Die Abhängigkeit des Widerstandes R_{FB} als Funktion der magnetischen Induktion B kann für diesen Fall nach /5.8/ durch folgende Beziehung beschrieben werden:

$$R_{FB} = \left[\rho_B / \rho_0 (1 + \mu_n^2 B^2) \right] \cdot R_{FO} \quad (5.15)$$

Eine näherungsweise Beschreibung der gesamten Kennlinie ist durch das folgende Polynom möglich /5.9/

$$R_{FB} = R_{FO} \left[1 + K_1 B^2 + K_2 B^4 + K_3 B^6 + K_4 B^8 + K_5 B^{10} \right]. \quad (5.16)$$

Bild 5.7 zeigt den qualitativen Verlauf des Feldplattenwiderstandes R_{FB} als Funktion der magnetischen Induktion B .

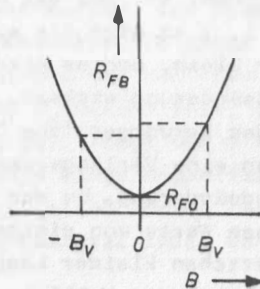


Bild 5.7
Kennlinie $R_{FB} = f(B)$

Der Arbeitsbereich auf der Kennlinie wird durch eine Gleichfeld-Vormagnetisierung festgelegt. Der durch die Feldplatte fließende Strom beträgt einige mA. Die Widerstandsänderung R_{FB}/R_{FO} liegt bei Werten zwischen 5 und 20. Für größere

Magnetfelder steigt dieser Wert bis auf ca. 100, und die quadratische Funktion geht in eine Gerade über.

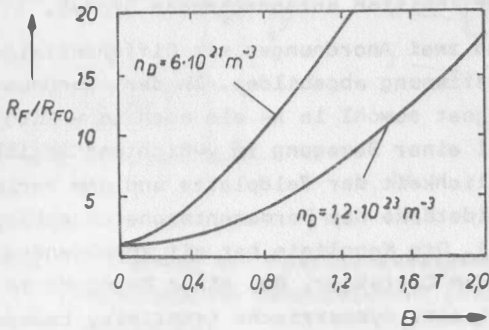


Bild 5.8 Kennlinie $R_F/R_{F0} = f(B)$ von zwei Feldplatten aus InSb/NiSb-Eutektikum mit unterschiedlicher Dotierung nach /5.8/

Im Bild 5.8 ist für zwei Feldplatten mit unterschiedlichen Dotierungen die Abhängigkeit des normierten Widerstandes als Funktion der magnetischen Induktion dargestellt /5.8/.

Um die Temperaturabhängigkeit von Feldplatten zu kompensieren, werden sie als Differentialfeldplatte in einer Brückenschaltung angeordnet. Diese sind paarweise in definiertem Abstand hergestellte Feldplatten. Ein sich örtlich veränderndes Magnetfeld ruft eine Differenz der Feldplattenwiderstände hervor, die vorzugsweise in einer Brückenschaltung ausgewertet wird. Die Empfindlichkeit für eine Differentialplatte wird nach /5.8/ durch folgende Beziehung angegeben:

$$\Delta u / \Delta B = (1/R_F) \cdot (\Delta R_F / \Delta B) \cdot (U_B / 2) \quad (5.17)$$

Beim Einsatz von Hall-Sensoren und Feldplatten zur Positionsbestimmung werden lokale Magnetfeldänderungen in elektrische Signale umgewandelt. Die Weiterverarbeitung der Signale erfolgt in analoger oder digitaler Form. Gegenüber induktiv ar-

beitenden Sensoren besteht der Vorteil darin, daß die Signal-
erzeugung auch unabhängig von der Änderungsgeschwindigkeit
der Magnetfelder ist. Auch bei zeitlich konstantem Magnetfeld
entsteht ein der Position entsprechendes Signal.

Im Bild 5.9 sind zwei Anordnungen mit Differentialfeldplatte
zur Positionsbestimmung abgebildet. In der Anordnung a) kann
der Permanentmagnet sowohl in x- als auch in y-Richtung be-
wegt werden. Bei einer Bewegung in y-Richtung ergibt sich ein
von der Empfindlichkeit der Feldplatte und dem Verlauf der
magnetischen Feldstärke des Permanentmagneten abhängige Kenn-
linie $U_A = f(d_1)$. Die Kennlinie hat mit zunehmenden Werten
von d_1 abfallenden Charakter. Bei einer Bewegung in x-Rich-
tung ergibt sich eine symmetrische Kennlinie, bezogen auf
die Stellung $d_{21} = d_{22}$. Analog liegen die Verhältnisse bei
Anordnung b). Durch die flußleitende Eigenschaft des Weich-
eisenstücks ändert sich bei seiner Bewegung die magnetische
Induktion an der Feldplatte.

Die Schaltung der Differentialfeldplatte in einer Brücken-
schaltung zeigt Bild 5.10. Den Betriebsstrom der Feldplatte
liefert eine Konstantstromquelle. Die abgegriffene Meßspan-
nung wird von einem Gleichspannungsdifferenzverstärker ver-
stärkt. Ein Betreiben der Differentialfeldplatte in einer
Trägerfrequenzbrückenschaltung ist ebenfalls möglich. Für
Feldplatten werden in einer Anordnung zur Positionsbestim-
mung Meßschwellen im nm-Bereich angegeben /5.11/, so daß ihr
Einsatz in geophysikalischen Meßgeräten erprobt werden
könnte.

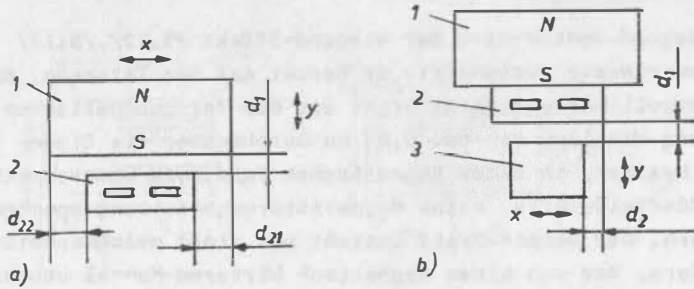


Bild 5.9 Anordnung zur Positionsbestimmung mittels galvanomagnetischem Sensorelement (Feldplatte, Hall-Generator)

a) mit Permanentmagnet

b) mit Permanentmagnet und Weicheisenteil

1 = Permanentmagnet; 2 = Differentialfeldplatte

3 = Weicheisenteil

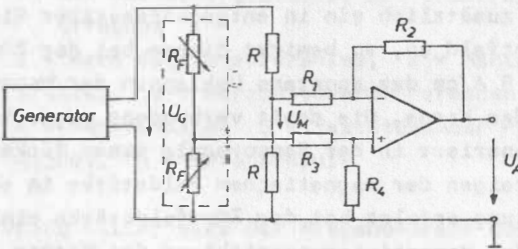


Bild 5.10 Differentialfeldplatte in Brückenschaltung mit Differenzverstärker

5.4 Wiegend-Sensoren

Beim Wiegend-Sensor wird der Wiegand-Effekt /5.12/, /5.13/ für Sensorzwecke ausgenutzt. Er beruht auf der Tatsache, daß ein speziell hergestellter Draht aus der ferromagnetischen Legierung Vicalloy von ca. 0,25 mm Durchmesser die Eigenschaft besitzt, in einem magnetischen Feld beim Überschreiten einer Zündfeldstärke, seine Magnetisierungsrichtung spontan zu ändern. Der Sensor-Draht besteht aus einem weichmagnetischen Kern, der von einem magnetisch härteren Mantel umgeben ist.

Der Wiegand-Sensor selbst setzt sich aus den Komponenten Sensordraht, Senserspule und magnetfeldändernder Einrichtung zusammen. Der Sensordraht kann ortsfest oder beweglich angeordnet sein. Das Ausgangssignal kann impulsförmig oder dynamisch erzeugt werden. Die Amplitude des Wiegand-Impulses ist unabhängig von der Änderungsgeschwindigkeit der magnetischen Feldstärke. Auch sehr langsame Positionsänderungen werden ohne Verlust an Signalamplitude festgestellt.

Zum Erreichen einer gleichsinnigen Magnetisierungsrichtung von Kern und Mantel ist eine Sättigungsfeldstärke erforderlich, die durch Anlegen eines äußeren Magnetfeldes erzeugt wird. Legt man zusätzlich ein in entgegengesetzter Richtung wirkendes Magnetfeld an, so bewirkt dieses bei der Zündfeldstärke von ca. 8 A/cm das spontane Umklappen der Magnetisierungsrichtung des Kernes. Die damit verbundene magnetische Flußänderung generiert in der Senserspule einen Rücksetzimpuls. Beim Ansteigen der magnetischen Feldstärke in entgegengesetzter Richtung erfolgt bei der Zündfeldstärke ein erneutes Umklappen der Magnetisierungsrichtung des Kernes, und es entsteht der Zündimpuls. Die Amplitude des Zündimpulses liegt im Voltbereich.

Bild 5.11 zeigt zwei Wirkprinzipien von Wiegend-Sensoren. Bei der Anordnung nach Bild 5.11a) wird die Rücksetzfeldstärke durch den feststehenden Magneten 5 erzeugt. Die Zündfeldstärke stellt sich bei einer bestimmten Position des verschiebbaren Magneten 3 ein. Eine günstige Rücksetzfeldstärke liegt nach /5.14/ bei 16 A/cm.

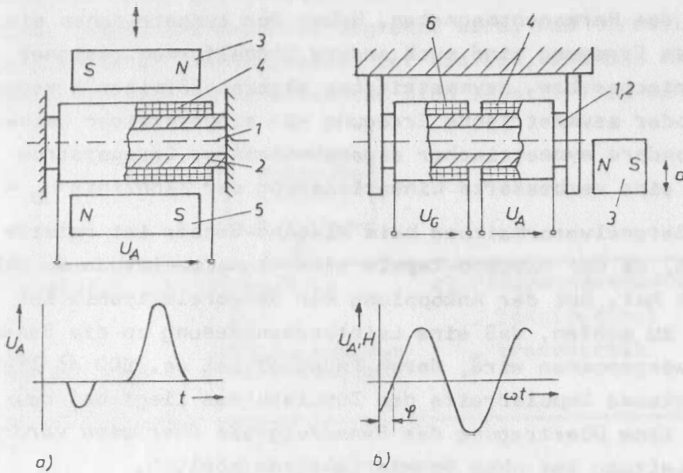


Bild 5.11 Schematischer Aufbau des Wiegand-Sensore mit Darstellung des Ausgangssignals $U_A = f(t)$

- e) ohne Hilfsenergiequelle mit permanentmagnetischer Erregung
- b) mit Hilfsenergiequelle und elektromagnetischer Erregung

1 = Kern des Sensordrahtes, 2 = Mantel des Sensordrahtes, 3 = verschiebbarer Permanentmagnet, 4 = Sensorexpulse, 5 = feststehender Permanentmagnet, 6 = Erregerspule

In der Anordnung 5.11b) wird der Wiegand-Draht durch eine Erregerspule 6 elektromagnetisch erregt. Bei sinusförmiger Erregung durch einen Generator entsteht ein sinusförmiges Ausgangssignal U_A , das in Abhängigkeit von der wirksamen Feldstärke des Magneten 3 und damit seiner Position phasenverschoben wird. Für die Phasenverschiebung gilt:

$$\varphi = \arcsin(H_D/H_E) \quad (5.18)$$

Die Phasenverschiebung ψ ist somit ein Maß der Positionsänderung des Permanentmagneten. Neben der symmetrischen sinusförmigen Erregung sind auch andere Signalformen geeignet, wie symmetrischer bzw. asymmetrischer sägezahnförmiger Erregerstrom oder asymmetrische Erregung mit sinusförmiger Halbwelle. Insbesondere symmetrischer sägezahnförmiger Erregerstrom bringt eine verbesserte Linearisierung der Kennlinie $H_D = f(d)$.

Die Meßsignalverarbeitung beim Wiegand-Sensor ist relativ einfach, da der Wiegand-Impuls eine Signalamplitude im Volt-Bereich hat. Bei der Ankopplung der Sensorelektronik ist darauf zu achten, daß eine Leistungsanpassung an die Sensorendspule vorgenommen wird, deren Impedanz bei ca. 500 Ω liegt. Die wirksame Impulsbreite des Zündimpulses liegt bei ca. 40 μ s. Eine Übertragung des Sensorsignals über eine verdrehte 20-mA-Leitung ist ohne Schwierigkeiten möglich.

Während die Anordnung nach Bild 5.11a) als Näherungsschalter bzw. als Trigger für eine bestimmte Position geeignet ist, ist die Anordnung nach Bild 5.11b) zur Wegmessung einsetzbar /5.12/. Für eine Anwendung des Wiegand-Sensors in der geophysikalischen Meßtechnik sind spezielle Untersuchungen erforderlich.

5.5 Piezoelektrische Sensoren

Bei dieser Sensorgruppe werden piezo- und pyroelektrische Effekte sowie der Piezowiderstandseffekt genutzt. Während die Druckeinwirkung beim piezo- und pyroelektrischen Effekt eine Ladung erzeugt, hat sie beim Piezowiderstandseffekt eine Widerstandsänderung zur Folge.

Im Bild 5.12 ist die prinzipielle Anordnung piezoelektrischer Sensoren zu sehen. Näher eingegangen werden soll auf Sensoren nach dem piezoelektrischen Effekt.

Piezoelektrische Materialien, wie zum Beispiel Quarz, Piezokeramik, Piezopolymere u.a., erzeugen unter Druckeinwirkung elektrische Ladungen. Piezoelektrische Sensoren sind ener-

giewandelnde Sensoren, deren Meßschwelle durch das mechanische bzw. thermische Rauschen begrenzt wird. Die Herstellung piezoelektrischer Sensorelemente ist einfach, und die Abmessungen des aktiven Sensorelementes sind relativ frei wählbar.

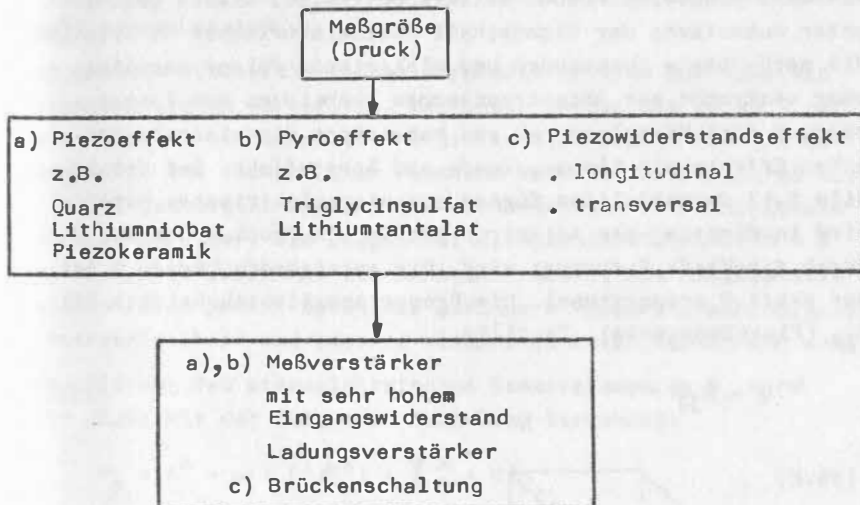


Bild 5.12 Prinzipieller Aufbau von piezoelektrischen Sensoren

Ein Nachteil piezoelektrischer Sensorelemente ist, daß die erzeugten Ladungssignale driften und nur eine quasistatische Messung möglich ist. Weiterhin haben Materialien mit einem großen Piezoeffekt auch einen großen Pyroeffekt. Piezoelektrische Sensoren sind besonders gut für schnelle dynamische Vorgänge geeignet. Entsprechend den eingesetzten Materialien kann trotzdem ein Frequenzbereich von ca. 10^{-3} Hz bis 10^7 Hz überstrichen werden. Bei der quasistatischen Messung ist besonderer Wert auf die Verstärkerschaltung zu legen, so daß das Ladungsdriften am Sensorelement klein gehalten wird.

Die Eigenschaften von piezoelektrischen Materialien können beim Auftreten von thermischen, elastischen und elektrischen Größen durch 24 lineare Zustandsgleichungen beschrieben werden /5.15/. In der Praxis muß man solche Richtungen auswählen, wo maximale piezoelektrische Effekte auftreten. Dieses geschieht unter Ausnutzung der Eigenschaft piezoelektrischer Materialien, die mechanische Spannungen und elektrische Felder parallel oder senkrecht zur Anisotropieachse ausbilden. Man leitet hieraus drei Hauptlagen ab und bezeichnet die piezoelektrischen Effekte als Längs-, Quer- und Schereffekt. Bei dem im Bild 5.13 dargestellten Körper aus piezoelektrischem Material wird in Richtung der Anisotropieachse ein Druck ausgeübt, der durch die Kraft F erzeugt wird. Die entstehende Ladung Q ist der Kraft F proportional. Die Proportionalitätskonstante ist K_{33} (Piezokonstante). Es gilt:

$$Q = K_{33} \cdot F \quad (5.19)$$

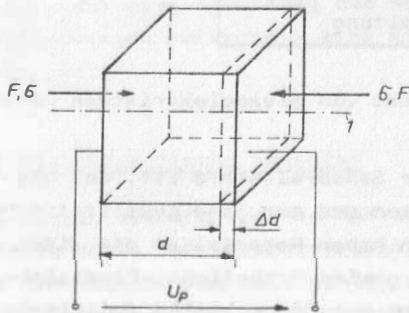


Bild 5.13
Würfel aus piezoelektrischem Material zur Darstellung des piezoelektrischen Effektes
1 = Anisotropieachse

Das piezoelektrische Sensorelement kann beschrieben werden durch die mechanische Eingangsimpedanz

$$Z_m = 1/(j \cdot \omega \cdot S_{33}^E) \cdot (A/d) \quad (5.20)$$

und die Ausgangsimpedanz

$$Z_{e1} = 1/(j \cdot \omega \cdot \epsilon_{33}^S) \cdot (d/A) \quad (5.21)$$

Die Eingangsimpedanz bestimmt, wieviel elastische Leistung aufgenommen wird. Die Ausgangsimpedanz legt die elektrische Impedanz der nachfolgenden Elektronik fest, um ein optimales Signal-Rausch-Verhältnis zu erzielen. Der Kopplungsfaktor k^2 ist ein Maß für die Umwandlung der mechanischen Leistung in elektrische Leistung.

Die größten piezoelektrischen Kopplungsfaktoren besitzen die piezokeramischen Werkstoffe. Bei ihnen werden bis zu 50 % der aufgewendeten mechanischen Energie in elektrische Energie umgewandelt. Bei mechanischer Resonanz kann der Wirkungsgrad bis auf 90 % gesteigert werden. Die Wirkungsgrade von Einkristallen sind geringer. Sie liegen bei Lithiumniobat zwischen 3 % und 40 %, bei Quarz nur bei einigen Prozent. Die Einkristalle zeichnen sich jedoch durch die geringere Temperaturabhängigkeit, Hysteresefreiheit und bessere Linearität ihrer Kennlinien aus.

Die Leistung des piezoelektrischen Sensorelementes P_p wird nach /5.8/ mit der folgenden Beziehung berechnet:

$$P_p = k^2 \cdot \omega \cdot (1/S^E) \cdot \int_0^2 \cdot V \quad (5.22)$$

Man erkennt, daß die Sensorleistung mit dem Quadrat der mechanischen Verzerrung \int_0^2 und dem Volumen V wächst. Außerdem steigt sie mit zunehmender Frequenz.

Ein besonderer Vorteil von piezoelektrischen Sensorelementen ist ihr geringes Eigenrauschen. Die Rauschspannung berechnet sich nach folgender Beziehung:

$$U_r = \sqrt{(4 \cdot K_B \cdot T_0 \cdot \tan \sigma \cdot \Delta f) / (\omega \cdot C_p)} \quad (5.23)$$

Für die Rauschleistung gilt somit:

$$P_r = 4 \cdot K_B \cdot T_0 \cdot \tan \sigma \cdot \Delta f \cdot \quad (5.24)$$

Die Rauschspannung wird mit zunehmender Frequenz kleiner. Sie liegt in der Größenordnung der Rauschspannungen der eingesetzten Transistoren, wenn man im Frequenzbereich bis 1 kHz MOS-Transistoren, im Bereich (1 bis 10) kHz Sperrschicht-FET-Transistoren und über 10 kHz Bipolartransistoren einsetzt. Um

einen großen Rauschabstand zu erhalten, sollte man ein großes Sensorvolumen verwenden, damit eine möglichst hohe mechanische Verzerrung eingekoppelt wird.

Im Ersatzschaltbild (s. Bild 5.14) ist das piezoelektrische Sensorelement durch eine Kapazität C_P , einen parallel geschalteten Widerstand R_P und eine Ladungsquelle Q , deren Ladung von der mechanischen Verzerrung abhängt, angegeben /5.16/. Das Ersatzschaltbild entspricht dem eines realen Kondensators, bei dem der Verlustwinkel δ klein ist.

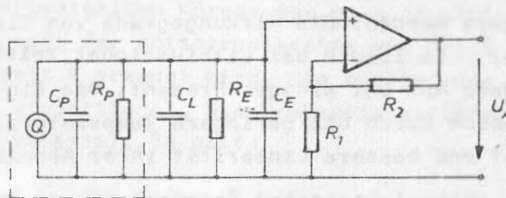


Bild 5.14 Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Sensorelementes mit Verstärker

In der praktischen Schaltung treten zusätzlich die Leitungskapazitäten C_L auf, die zu berücksichtigen sind. Der Eingangswiderstand des anzukoppelnden Verstärkers R_E muß so gewählt werden, daß das piezoelektrische Sensorelement wenig belastet wird. Seine Ausgangsspannung wird nach folgender Beziehung berechnet:

$$U_A = K_V \cdot Q / (C_P + C_L + C_E) \quad (5.25)$$

Im Verhältnis zu C_P müssen die Leitungskapazität C_L und die Eingangskapazität des Verstärkers C_E sehr klein sein.

In der Anwendung günstiger als der hochohmige Eingangsverstärker ist der Ladungsverstärker (s. Bild 5.15). Beim Ladungsverstärker ist die Ausgangsspannung U_A proportional der Ladung Q und unabhängig von den Kabelkapazitäten /5.17/. In guter Näherung gilt $U_A = -Q/C_f$.

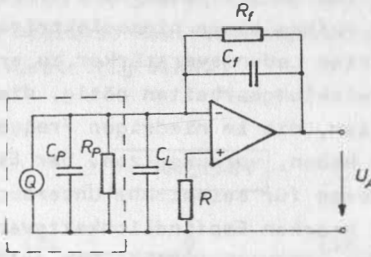


Bild 5.15 Piezoelektrisches Sensorelement mit Ladungsverstärker

Piezoelektrische Sensoren sind für Beschleunigungsmessungen geeignet und somit in der Geophysik einsetzbar.

Die Ausgangsspannung eines Beschleunigungssensors berechnet sich nach /2.3/ aus folgender Beziehung:

$$U_M = (K_{33} \cdot m_0 \cdot a) / C_{Su} \quad (5.26)$$

Günstige Materialien für hochauflösende Beschleunigungssensoren sind PZT-Keramiken. Bei ihnen ist der piezoelektrische Koeffizient $K_{33} = 5,45 \cdot 10^{-10} \text{ As/N}$. Um Beschleunigungen von 10^{-7} bis $10^{-8} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ messen zu können, ist eine Spannungsmessung im nV-Bereich erforderlich. Dieses kann nur mit einem hochwertigen Ladungsverstärker erfolgen. Für die Empfindlichkeit des piezoelektrischen Sensors gilt:

$$S_p = (K_{33} \cdot m_0) / C_{Su} \quad (5.27)$$

Mit einer seismischen Masse von 0,1 kg und einer Summenkapazität von 10^{-8} F ergibt sich für die PZT-Keramik eine Empfindlichkeit von $S = 5,45 \cdot 10^{-3} \text{ V/m} \cdot \text{s}^{-2}$. Dieser Wert zeigt, daß hochempfindliche piezoelektrische Sensoren, wie sie für seismische Messungen und als Beschleunigungssensoren in Gradientenmetern ($10^{-9} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$) benötigt werden, Spannungsmessungen im

pV-Bereich und eine extrem gute Ladungsisolation erfordern. Dies ist nur durch den Aufbau eines piezoelektrischen Sensorelementes mit integriertem Ladungsverstärker zu erreichen. Hierzu sind jedoch Entwicklungsarbeiten nötig, die auch den Einsatz neuer Materialien, die im niedrigen Frequenzbereich günstige Eigenschaften haben, voraussetzen. Der Einsatz piezoelektrischer Sensoren für seismische Untersuchungen wird insbesondere durch den starken Empfindlichkeitsverlust bei niedrigen Frequenzen stark eingeschränkt. Der jetzige Einsatz erreicht in der seismischen Forschung Meßschwellen von ca. $10^{-7} \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ im kurzperiodischen Bereich seismischer Wellen /5.18/.

5.6 Faseroptische und interferenzoptische Sensoren

Mit der Entwicklung dämpfungsarmer Glasfasern, den Lichtwellenleitern (LWL) für die optische Nachrichtenübertragung, wurde die Möglichkeit eröffnet, faseroptische Sensoren (FOS) aufzubauen und mit ihnen Meßwerte zu erfassen. Faseroptische Sensoren zeichnen sich durch eine Reihe von Vorzügen aus, wie Unempfindlichkeit gegen elektromagnetische Störfelder und explosive bzw. korrosive Umgebungen, relativ hohe Empfindlichkeit, breiten Arbeitsfrequenzbereich und geringes Eigenrauschen. Die Möglichkeiten zur Miniaturisierung des Sensors sind gegeben.

Ein faseroptischer Sensor (FOS) besteht aus einem Lichtsender, einem oder mehreren Lichtwellenleitern, innerhalb deren bzw. zwischen denen die Modulation durch die Meßgröße stattfindet und einem Lichtempfänger. Die FOS können hinsichtlich ihrer Wirkungsweise in zwei Kategorien eingeteilt werden:

1. Der LWL übernimmt nur die Lichtübertragung von und zu einem externen Medium, in dem die Modulation des Lichtes auftritt.
2. Die Meßgröße wirkt unmittelbar auf die Übertragungseigenschaften des LWL ein und beeinflusst seine Parameter.

Im Bild 5.16 sind der prinzipielle Aufbau faseroptischer Sensoren und mögliche Realisierungsvarianten dargestellt, die sehr vielgestaltig sind.

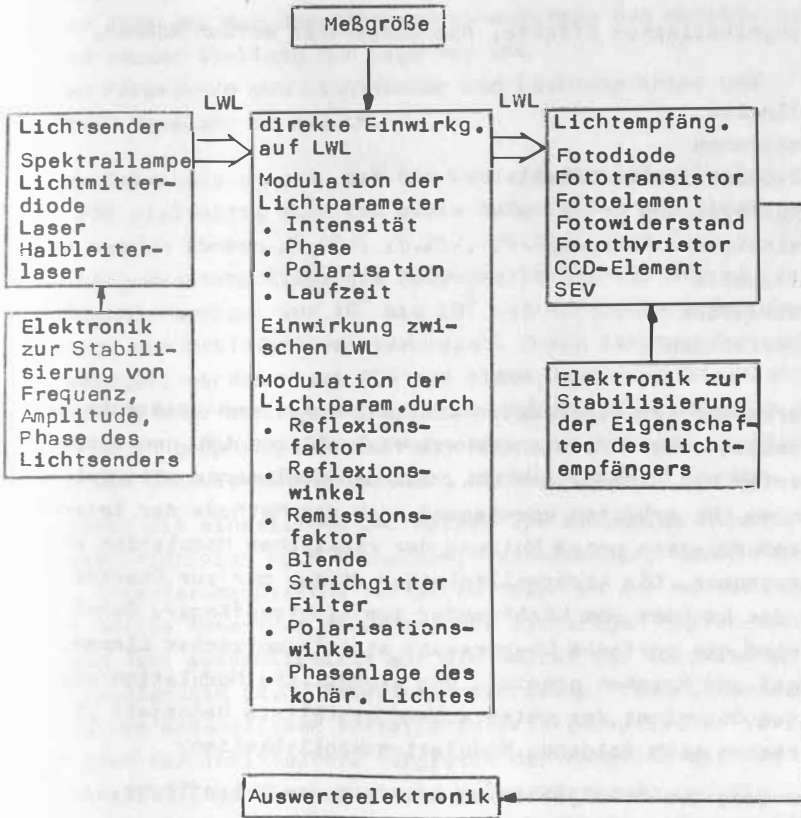


Bild 5.16 Prinzipieller Aufbau faseroptischer Sensoren

Als Parameter für die Modulation des Lichtes und die Auswertung am Lichtempfänger können ausgenutzt werden:

- Amplitude
- Phase
- Intensität
- Wellenlänge

Die physikalischen Effekte, die ausgenutzt werden können, sind:

- Reflexion
- Dispersion
- mikroelastischer Effekt
- Doppelbrechung
- Lumineszenz
- Holografie
- Interferenz
- Polarisation

Entsprechend den verwendeten Lichtwellenleitern unterscheidet man zwischen Sensorelementen mit vielwelligen LWL und Sensorelementen mit einwelligen LWL. Die Sensorelemente mit vielwelligen LWL arbeiten vorwiegend nach der Methode der Intensitätsmodulation unter Nutzung der räumlichen Modulation des Lichtstromes. Die Lichtwellenleiter dienen nur zur Übertragung des Lichtes vom Lichtsender zum Lichtempfänger. Durch sie wird die optische Übertragung mittels optischer Linsen, Spiegel und Prismen ersetzt. Die eigentliche Modulation des Lichtes übernimmt das entsprechend gestaltete Meßobjekt /5.19/. Es ergeben sich folgende Modulationsmöglichkeiten:

- Bewegung des Meßobjektes in Richtung der Stirnfläche der LWL
- Winkeländerung einer ebenen Meßobjektfläche
- Verschiebung von Empfangs- und Sendekanal zueinander
- Veränderung der Form des Meßobjektes
- Veränderung der Durchlässigkeit des Meßobjektes

Das Ausgangssignal des FOS ist abhängig von:

- den Ausbreitungsbedingungen der Strahlung in den LWL
- der gegenseitigen Zuordnung von Sende- und Empfangskanal
- der Form der Stirnflächen der LWL und ihrer geometrischen Abmessungen
- der Form und den Oberflächeneigenschaften des Meßobjektes und seiner Stellung zur Lage der LWL
- den Parametern von Lichtsender und Lichtempfänger und ihrer Kopplung an die LWL

Diese Beispiele zeigen, daß die Gestaltungsmöglichkeiten dieser FOS vielseitig sind und viele Meßaufgaben mit ihnen gelöst werden können /5.20/, /5.21/, /5.22/. Beim Einsatz für die Längenmessung liegt die Meßschwelle bei ca. 100 nm. Ein Auflösungsvermögen von 10^4 bis 10^5 ist erreichbar. Zur Reduzierung von Driftfehlern, verursacht durch Lichtsender und -empfänger, werden diese FOS mit einem Vergleichsstrahlengang aufgebaut oder mit Wechsellicht betrieben. Eine Adaption dieser FOS an geophysikalische Meßgeräte ist durchaus möglich, wenn die Genauigkeitsforderungen nicht sehr hoch liegen.

Sensoren mit einwelligen LWL nutzen die bekannten Interferometerprinzipien nach Michelson, Mach-Zehnder, Fabry-Perot u.a. Interferenzoptische Verfahren haben in der Meßtechnik eine breite Anwendung gefunden. Die bisherigen Applikationen liegen fast ausschließlich auf dem Gebiet der klassischen Labormeßtechnik (z.B. Interferenzmikroskop, Laborinterferometer). Die wesentlichen Vorteile interferenzoptischer Verfahren sind der unmittelbare Vergleich der Meßgröße mit der Lichtwellenlänge als natürliche Maßverkörperung und die optische quantitative Auswertung durch den Interferenzeffekt.

Neben dem Aufbau von Interferometern mit LWL können diese auch mit klassischen optischen Bauelementen in kleiner Bauweise hergestellt werden. Das interferenzoptische Sensorelement ist dann ein justierarmes Miniaturinterferometer, dessen Lichtführung durch Lichtwellenleiter vorgenommen werden kann. Das interferenzoptische Sensorelement nimmt eine optische Quantisierung der Meßgröße vor, die zum Beispiel mit-

tels Fotodioden oder CCD-Elementen in elektrische Impulse umgewandelt werden. Bei elektronischer Impulsvervielfachung und Nutzung von Interpolationsverfahren können Längen im nm-Bereich gemessen werden /5.23/, /5.24/. Die gegenwärtige Entwicklung von FOS ist auf die Nutzung des Interferenzprinzips gerichtet. Der Aufbau wird in integrierter Optik erfolgen, so daß kleine leistungsfähige Sensoren mit digitalem Ausgang zur Verfügung stehen werden, die für geophysikalische Meßgeräte vorteilhaft eingesetzt werden können.

Ein weiterer für Sensorzwecke ausgenutzter Effekt, der die Übertragungseigenschaften des LWL beeinflußt, ist der Microbending-Effekt /5.25/. Im Bild 5.17 ist seine Wirkung in einem Lichtwellenleiter zu sehen.

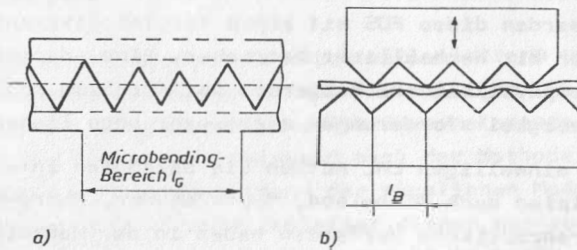


Bild 5.17 Darstellung des Microbending-Effektes
a) Verlauf des Lichtes im LWL
b) Microbendinganordnung

Die Strahlung verläuft im LWL ohne Microbending schraubenförmig. Der Abstand der Strahlung von der optischen Achse ist konstant. Bei Microbending ändert sich dieser Abstand und führt zu einer Amplitudenmodulation. Gleichzeitig ändert sich der Weg des Lichtes im LWL, so daß eine Phasenmodulation ausgewertet werden kann. Nach dem Gesetz der linearen Elastizität berechnet sich die Biegung d des LWL nach der Beziehung:

$$d = F \cdot l_B^4 / (48 \pi \cdot EM \cdot l_G \cdot r_L^4) \quad (5.28)$$

Für $EM = 7 \cdot 10^{10} \text{ N/m}^2$, $F = 1 \text{ N}$, $l_B = 0,5 \text{ mm}$, $l_G = 100 \text{ mm}$, $2 \cdot r_L = 125 \text{ } \mu\text{m}$ ergibt sich $d = 4 \text{ nm}$. Die experimentellen Resultate in /5.25/ zeigen, daß LWL (Parabolische-Indexprofil-LWL) ein Maximum in der Abhängigkeit der Lichtdämpfung von l_B zeigen, wenn die Periode des Wellenzuges im LWL mit l_B identisch ist. Mit einer solchen Anordnung können Kräfte bis 10^{-4} N gemessen werden. Die Meßschwelle wird wesentlich durch den Elastizitätsmodul des LWL bestimmt. Ein kleinerer Elastizitätsmodul steigert die Meßempfindlichkeit. Neben der Kraftmessung ist der Microbending-Effekt auch für die Längenmessung einsetzbar, wobei die Meßschwelle im nm-Bereich liegt. Der Meßbereich wird wesentlich durch die elastischen Eigenschaften des LWL bestimmt.

Die Nutzung der elastischen Eigenschaften von LWL eröffnet neue Wege im Aufbau von Strainmetern bzw. von auf der Basis von Strainmetern arbeitenden Seismometern, wo die Längsdehnung von LWL genutzt werden kann /5.20/.

Eine weitere Gruppe von FOS sind die optischen Rotationsensoren. Sie nutzen den seit 1913 bekannten Sagnac-Effekt. Er beruht auf der Tatsache, daß zwischen zwei gegensinnig umlaufenden Lichtwellen in einem Medium bei Drehung um eine Achse senkrecht zur Ausbreitungsrichtung des Lichtes, eine Phasendifferenz zwischen diesen beiden Wellen auftritt die proportional zur Rotationsgeschwindigkeit ist /5.26/.

Der Sagnac-Effekt findet seine Anwendung im Faserkreisel, dessen Prinzip Bild 5.18 zu entnehmen ist /5.27/, /5.28/. Sein Aufbau wurde durch die Entwicklung stabiler Laserlichtquellen und Monomodelichtwellenleiter mit geringer Dämpfung möglich. Der Zusammenhang, der zwischen der Phasendifferenz in der Interferenzfigur $\Delta\varphi$ infolge der Drehrate Ω entsteht, wird nach folgender Beziehung angegeben:

$$\Delta\varphi = 4 \pi \cdot l_K \cdot r_K \cdot \Omega / (\lambda \cdot v_c) \quad (5.29)$$

Der praktische Aufbau eines Faserkreisels beinhaltet jedoch neben dem Interferometeraufbau die Lösung zusätzlicher Probleme. Es ist zu erreichen, daß jede Lichtwelle einmal reflektiert und einmal transmittiert wird, welches ein zusätzlicher Strahlteiler ermöglicht.

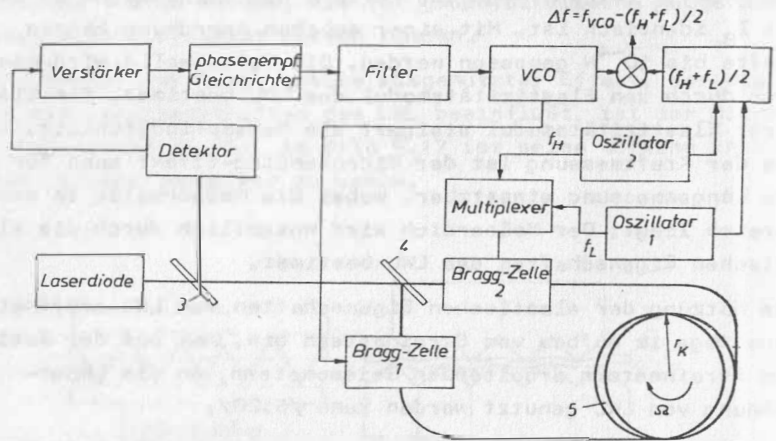


Bild 5.18 Prinzip eines optischen Rotationssensors mit dem Frequenzmodulationsverfahren nach /5.28/

Ein Phasenoffset von $\pi/2$ muß eingeführt werden, um im empfindlichen Teil der Phasendifferenz messen zu können. Da sich in einer Monomodefaser zwei Moden, die beiden orthogonalen Polarisationszustände des Grundmodus, ausbilden, ist ein definierter Polarisationszustand im Interferometer für den Erhalt einer sauberen Interferenzfigur erforderlich.

Die Auswertung der Drehrate Ω kann neben dem Verfahren der Phasenmodulation auch mit dem der Frequenzmodulation durchgeführt werden. Bild 5.18 zeigt das Blockscheema eines Faserkreiselkonzepts nach dem Verfahren der Frequenzmodulation.

Das Interferometer besteht aus der Laserdiode, den Strahlteilern 3 und 4 und der Faserspule 5, die an je eine Bragg-Zelle 1 und 2 angekoppelt ist. Die Bragg-Zellen wirken als Frequenzmodulatoren (Einseitenbandmodulatoren mit idealer Trägerunterdrückung). Sie bewirken, daß eine sie durchlaufende Lichtwelle mit der Frequenz f_0 um die von außen angelegte Steuerspannung f_{St} zur neuen Frequenz $f_0 + f_{St}$ verschoben wird. Dabei wird nur der frequenzverschobene Lichtstrahl in den nachfolgenden LWL eingekoppelt. Bragg-Zelle 2 wird abwechselnd mit den Frequenzen f_H und f_L gesteuert. Hierdurch wird der geforderte Phasenoffset von $\pi/2$ erzeugt. Bragg-Zelle 1 wird durch den VCO gesteuert, dessen Steuerspannung aus der Detektorspannung abgeleitet wird. Die durch den Sagnac-Effekt entstehende Phasenverschiebung wird durch den VCO so ausgeregelt, daß die Umschaltung zwischen f_H und f_L genau bei $\pi/2$ erfolgt und am Detektor wieder ein Gleichsignal entsteht, das den VCO bei der Frequenz hält, die für die Phasenkompensation erforderlich ist. Durch den Regelkreis wird das System so abgeglichen, daß die Umschaltung zwischen f_H und f_L bei $\pi/2$ vorgenommen wird. Es ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\Delta f = f_{VCO} - (f_H + f_L)/2 = (2 \cdot r_K \cdot \Omega) / (n \cdot \lambda) \quad (5.30)$$

Man erkennt, daß eine lineare Beziehung zwischen der Drehrate Ω und dem Ausgangssignal Δf besteht. Schwankungen der Laserleistung oder der Dämpfung der LWL sind ohne Einfluß auf das Ausgangssignal. Die bisher erzielte Meßschwelle ist $1''/s$. Der Meßbereich ist 10^6 . Die Realisierung der gezeigten Variante wurde mit integrierter Optik und miniaturisierten Bragg-Zellen vorgenommen.

Die Entwicklung des Faserkreisels in Richtung einer Verbesserung von Meßschwelle, Drift, Aufbau in integrierter Optik und elektronischer Auswertung wird gegenwärtig weiter vorangetrieben /5.29/. Da der Faserkreisel ein der Drehrate Ω proportionales Signal liefert, kann er für Neigungsmessungen eingesetzt werden. In der Fachliteratur wird eine Verbesserung der Meßschwelle um zwei Zehnerpotenzen vorausgesagt. Dies wäre ein für geophysikalische Anwendungen interessanter Meßbereich.

5.7 Mikrowellenhohlraumsensoren

In der Mikrowellenmeßtechnik wird der Hohlraumresonator zur Frequenzmessung eingesetzt, wobei der Zusammenhang zwischen Resonanzfrequenz und Resonatorlänge ausgenutzt wird. Aus der Resonatorlänge, die durch eine Längenmessung bestimmt wird, erhält man die Resonanzfrequenz. Somit kann der umgekehrte Fall, aus der Resonanzfrequenz auf die Länge des Hohlraumresonators zu schließen, ebenfalls angewendet werden. Nach /5.30/ besteht Proportionalität zwischen der Resonanzfrequenz und der Länge des Resonators, wobei der Zusammenhang von der Form und den Abmessungen des Resonators abhängig ist /5.31/. Das Prinzip eines Mikrowellenhohlraumsensors ist Bild 5.19 zu entnehmen. Im Hohlraumresonator bilden sich stehende Wellen der Länge $\lambda/2$ aus. Durch Verändern der Länge des Hohlraumes d wird die Resonanzfrequenz des Oszillators f_{OS} variiert. Die sich ändernde Frequenz des Oszillators 1 und die Festfrequenz von Oszillator 2 werden auf einen Mischer gegeben, wo eine Zwischenfrequenz f_z entsteht. Ein Zähler mißt die Zwischenfrequenz.

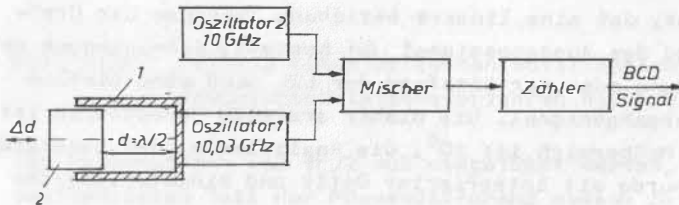


Bild 5.19 Prinzip des Mikrowellenhohlraumsensors
1 = Resonator; 2 = Resonatorboden

Die Meßschwelle des Sensors kann aus der Oszillatorfrequenz abgeschätzt werden, wenn man voraussetzt, daß $2d = \lambda_r$ ist. Bei einer Oszillatorfrequenz von 10 GHz und einem $\lambda/2$ -Resonator entspricht einer Frequenzänderung von 1 Hz eine Ver-

schiebung $\Delta d \approx 1,5 \cdot 10^{-12}$ m. Dies wäre die theoretische Meßschwelle für Δd unter der Voraussetzung, daß die Generatorfrequenz weniger als $\pm 0,5$ Hz schwankt und ihre Messung mit der Genauigkeit von 1 Hz vorgenommen wird.

Eine Meßschwelle von $\Delta d = 5 \cdot 10^{-10}$ m reduziert die Anforderungen an die Frequenzstabilität des Generators und die Frequenzmessung. Einer Verschiebung von $\Delta d = 5 \cdot 10^{-10}$ m entspricht eine Frequenzänderung von 333 Hz. Hieraus folgt, daß eine Frequenzumsetzung auf $f_z = 30$ MHz erfolgen kann. Diese Frequenz muß dann auf 1 Hz genau bestimmt werden, welches kein technisches Problem darstellt. Der Meßbereich wird vorrangig durch den Frequenzregelbereich des Oszillators festgelegt. Ein Meßbereich von $\pm 2,5 \cdot 10^{-4}$ m entspricht einer Zwischenfrequenzänderung von $\Delta f_z = \pm 500$ kHz und einer Änderung der Oszillatorfrequenz von $\Delta f_{OZ} = \pm 0,166$ GHz. Der Aufbau der Sensorelektronik ist mit den gegenwärtig zur Verfügung stehenden Mikrowellenbauelementen, zum Beispiel Gunnelementen, ohne große Schwierigkeiten möglich. Die Frequenzmessung kann sowohl mit Labormeßtechnik als auch mit speziell entwickelten Schaltungen in kleiner Bauweise vorgenommen werden. Die Applikation eines Mikrowellenhohlraumsensors ist aus /5.32/ bekannt, wo er als positionsempfindlicher Sensor in einem in der Entwicklung befindlichen supraleitenden Gravimeter eingesetzt wird. Nähere Angaben über den Sensor lagen nicht vor.

6. Sensorsignalkorrektur

Der Sensor ist das erste und in den meisten Fällen das wichtigste Glied einer Meßkette. Es folgen eine Reihe von Verarbeitungsschritten, um eine quantitative Aussage über die Meßgröße zu erhalten. Am Ende der Meßkette steht häufig der Meßcomputer. Die Aufgabe der Sensorsignalaufbereitung ist es, dem Meßcomputer ein möglichst fehlerfreies Signal anzubieten. Diese Aufgabe übernimmt die Sensorelektronik, die zur Fehlerreduzierung mit einer Korrektur Elektronik und Filtern zusammenarbeitet. Die Korrektur der Meßwerte, die auch mit dem Meßcomputer vorgenommen werden kann, trägt somit zur Fehlerreduzierung von Drift-, Linearitäts-, Empfindlichkeits-, Nullpunkt- und dynamischen Fehlern bei.

6.1 Automatische Korrekturen in Sensoren

Sensoren sind während des Betriebes Störeinflüssen unterworfen, die zu einer Verfälschung des Meßwertes führen. Diese Störungen können von außen verursacht werden (z.B. Umwelteinflüsse) oder als innere Störungen (z.B. Alterung) in Erscheinung treten. Zu ihrer Minderung können die automatische Korrektur und der Eigentest eingesetzt werden. Im Bild 6.1 sind die prinzipiellen Korrekturmöglichkeiten veranschaulicht.

Ordnet man neben dem Sensor für die Meßgröße einen zweiten Sensor für die Störgröße an, so kann in der Korrektur Elektronik der Einfluß der Störgröße kompensiert werden. Es besteht somit die Möglichkeit, die Störgröße selbst zu erfassen und den Meßwert mit Hilfe einer Korrekturschaltung analog oder digital zu korrigieren. So wird zum Beispiel die Störgröße Temperatur, deren Einfluß auf den Sensor bekannt ist, durch die Temperaturmessung und die sich anschließende Meßwertkorrektur eliminiert.

Ein automatischer Eigentest der Sensorelektronik ist durchführbar, wenn sie mit einem Referenzsignal beauftragt wird.

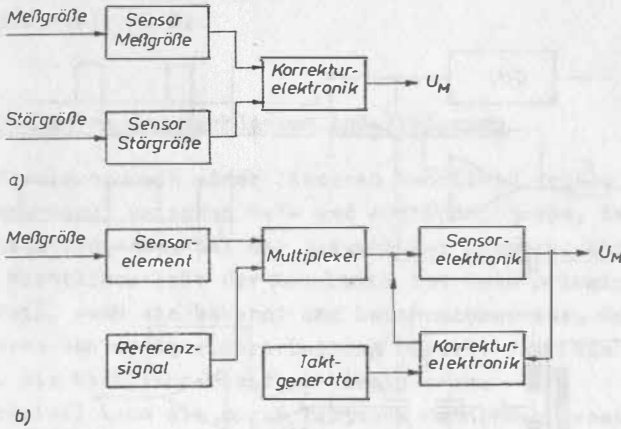


Bild 6.1 Automatische Korrektur von Sensoren
a) automatische Korrektur der Störgröße
b) Eigentest des Sensors

Bei diesem Vorgang wird die Abweichung des Übertragungsfaktors der Sensorelektronik ermittelt und korrigiert. Legt man als Vergleichsgröße Massepotential zugrunde, so spricht man von der automatischen Nullpunktkorrektur. Ein Beispiel für den Eigentest eines Sensors ist in Bild 6.2 zu sehen.

Unter 6.2 a) ist die prinzipielle Korrektur des Übertragungsfaktors des Sensors dargestellt. Diese Korrektur beinhaltet die sich abwechselnden Schritte Messen und Korrigieren. Während der Korrekturphase wird das Ausgangssignal mit dem Referenzsignal als Führungsgröße durch eine Regelschaltung abgeglichen. Dieser Korrekturwert wird über den Zeitraum der Meßphase gehalten. Unter 6.2 b) und c) ist das Impulschema für die Umschalter S_1 und S_2 abgebildet.

Eine praktische Ausführung für den kapazitiven Sensor zeigt 6.2 d). Das Referenzsignal stellt ein Differentialkondensator mit konstantem Plattenabstand zur Verfügung, der aus dem glei-

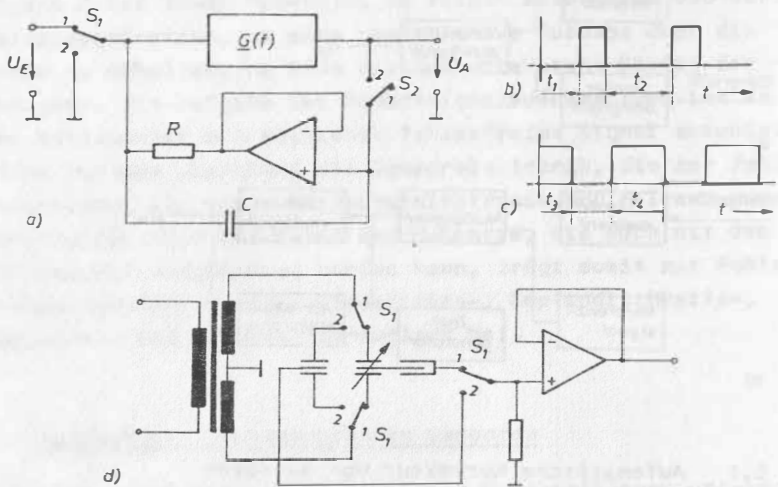


Bild 6.2 Eigentest eines Sensors mit Meß- und Korrekturweig

Schalterstellung 1 Messen

Schalterstellung 2 Korrigieren

a) Prinzipdarstellung

b) Impulsschema für Schalter 1

t_1 = Korrigieren, t_2 = Messen

c) Impulsschema für Schalter 2

t_3 = Meßwert halten, t_4 = Meßwert folgen

chen Material wie der Meßkondensator gefertigt ist und den gleichen Umwelteinflüssen unterliegt. Hierdurch wird erreicht, daß die Umwelteinflüsse wie Temperatur, Luftdruck und Feuchtigkeit in gleichem Maße auf den Meß- und Referenzkondensator wirken und somit genauso kompensiert werden können wie Drifterscheinungen der Meßelektronik, wenn der Meßwert

aus der Differenz der Signale von Meß- und Referenzkondensator ermittelt wird.

6.2 Verfahren der Kennlinienlinearisierung

Die Forderung nach einer linearen Kennlinie, einem linearen Zusammenhang zwischen Meß- und Abbildungsgröße, ist eine wichtige Bedingung bei der Auswahl des Sensors. Eine vorhandene Nichtlinearität der Kennlinie ist kein prinzipieller Nachteil, wenn sie bekannt und beschreibbar ist. Bei der weiteren Sensorsignalverarbeitung besteht dann die Möglichkeit, die Nichtlinearität zu korrigieren.

Prinzipiell kann sie durch folgende Maßnahmen beseitigt werden /6.1/:

- Kompensation der nichtlinearen Kennlinie durch ein Bauelement, das eine entgegengesetzte Nichtlinearität aufweist, so daß die Spiegelungsgerade zur Kennlinie wird
- Begrenzung des Arbeitsbereiches der realen Kennlinie. Dieser Arbeitsbereich wird durch eine Gerade angenähert. Der Linearitätsfehler wird in diesem Fall durch den Approximationsfehler angegeben.
- Rechnerische Korrektur jedes Meßwertes durch punktweise Ermittlung der Differenz zwischen realer und ideal linearer Kennlinie. Die notwendige Korrektur wird berechnet und dem Ausgangswert hinzugefügt. Diese Hinzufügung kann in folgender Weise geschehen:
 - Der Korrekturwert wird zum Meßwert addiert.
$$X_{MK1} = X_{M1} + K_{F1}$$
 - Der Meßwert wird mit einem Korrekturfaktor multipliziert.
$$X_{MK1} = X_{MI}(1 + K_{F1})$$
 - Der Meßwert X_{MK1} kann aus dem Meßwert $X_{MK(1-1)}$ durch Hinzufügen eines inkrementalen Zuwachses gebildet werden.

- Linearisierung der Kennlinie durch tabellarische Zuordnung. Jedem diskreten Meßwert ist ein korrigierter tabellarischer Meßwert zugeordnet.
- Linearisierung der Kennlinie durch Polynomrechnung. Die Kennlinie wird durch ein Polynom n-ter Ordnung approximiert. Ist dies nicht für die gesamte Kennlinie möglich, so kann eine gute Näherung mit Spline-Funktionen erreicht werden /6.2/.
- Linearisierung durch Verwendung eines Feedbackmeßsystems. Die Nichtlinearität der Kennlinie kompensiert der Regelkreis, da praktisch nur in einem differentiellen Bereich der Kennlinie gearbeitet wird.

Da die Temperatur eine der häufigsten auftretenden Störgrößen ist, sollte ihr Einfluß bei einer rechnerischen Korrektur gleichfalls mit korrigiert werden. Dies bedeutet, daß die Korrekturfunktion eine Funktion 2. Grades mit zwei Variablen ist. Sie hat beispielsweise für die Korrekturspannung ΔU_K folgende Form:

$$\Delta U_K = K_0 + K_1 X + K_2 Y + K_3 Y^2 + K_4 XY + K_5 Y^2 \quad (6.1)$$

Zur Bestimmung der Parameter K_0 bis K_5 sind 6 Wertepaare (X_1, Y_1) erforderlich, die möglichst gleichmäßig über den Arbeitsbereich der Kennlinie verteilt sind. Man erhält dann ein System von 6 linearen Gleichungen, mit denen die Korrekturfaktoren ermittelt und jeder Meßwert korrigiert werden kann.

Mit Hilfe der rechnerischen Kennlinienkorrektur werden die Anforderungen an den Sensor hinsichtlich Nichtlinearität und Temperaturgang entschärft. Die gute zeitliche Konstanz der Sensorkennlinie ist jedoch nach wie vor erforderlich, wenn nicht eine häufige Kalibrierung erfolgen soll. Sie bestimmt letztendlich die Genauigkeit der Messung.

6.3 Tiefpaßfilterung

Die Nutzsignale der in dieser Arbeit behandelten geophysikalischen Gerätegruppen sind niederfrequent. Sie liegen etwa im Frequenzbereich $0 < f < 0,01$ Hz und für seismische Untersuchungen zwischen $0,01$ Hz und 30 Hz. Störsignale, die oberhalb des Nutzfrequenzbereiches liegen, können durch Tiefpaßfilter gedämpft oder praktisch völlig unterdrückt werden. Als Tiefpaßfilter werden in der Meßtechnik vorzugsweise Butterworth- und Bessel-Tiefpaßfilter eingesetzt. Das ideale Tiefpaßfilter sollte einen linearen Frequenzgang im Durchlaßbereich und einen steilen Abfall bei der Grenzfrequenz haben. Das Butterworth-Tiefpaßfilter kommt dieser Forderung besser nach als das Besselfilter, wenn man nur den Amplitudengang berücksichtigt. Betrachtet man den Phasengang, so sollte über den gesamten Durchlaßfrequenzbereich der Tiefpaß eine konstante Phasenverschiebung (Signalverzögerung) hervorrufen. Die Phasenverschiebung eines Tiefpasses ist negativ. Es tritt also eine Signalverzögerung auf. Unter diesem Gesichtspunkt betrachtet, zeigt hier das Besselfilter nahezu ideales Verhalten. Beim Butterworthfilter ist die Phasenverschiebung bei der Grenzfrequenz f_G ca. 20% höher als im übrigen Durchlaßbereich. Das Einschwingverhalten des Besselfilters ist ebenfalls günstiger. Es erreicht seinen Endwert nach der Zeit $1/f_G$. Das Signal schwingt beim Butterworthfilter mehrmals um den Endwert und erreicht ihn nach $2,3 f_G / 6.3/$. Die Frequenz des Einschwingvorganges ist praktisch gleich der Grenzfrequenz.

Für die Berechnungen von Tiefpaßfiltern unterschiedlicher Ordnungen sind die Differentialgleichungen, die das dynamische Verhalten beschreiben, bekannt /6.4/. Das gleiche gilt für die Schaltungsvarianten zur Realisierung aktiver analoger Tiefpaßfilter. Für die Sensorsignalauswertung wurde ein Butterworthfilter 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $0,1$ Hz und ein nachgeschaltetes Besselfilter 3. Ordnung mit $f_G = 0,01$ Hz entwickelt, das in mehreren geophysikalischen Geräten zur Anwendung kam.

Bei digitaler Signalauswertung wird die digitale Filterung angewendet, wobei die Charakteristiken identisch sein sollten /7.5/.

7. Feedbackmeßsysteme

In der Technik werden Feedbacksysteme in vielfältiger Form eingesetzt. Die Regelungstechnik umfaßt ein ganzes Wissensgebiet, das sich mit Feedbacksystemen in Form von geschlossenen Regelkreisen und Regelungssystemen beschäftigt /7.1/.

Zur Lösung meßtechnischer Probleme werden Feedbacksysteme als Kompensationsregelkreise, im folgenden als Feedbackmeßsysteme bezeichnet, eingesetzt. Ihr Einsatz ist in den Meßsystemen möglich, wo durch eine Steuereinrichtung die Wirkung der Meßgröße kompensiert werden kann. Man unterscheidet zwischen Feedbackmeßsystemen, bei denen der Sensor sowohl Meß- als auch Steuereinrichtung ist und jenen, bei denen der Sensor nur die Meßfunktion und eine zusätzliche Steuereinrichtung die Kompensation der Meßgröße vornimmt.

Gegenüber herkömmlichen Meßanordnungen bieten Feedbackmeßsysteme folgende Vorteile:

- Der Arbeitspunkt ist stabil. Hierdurch werden Empfindlichkeitsschwankungen, insbesondere bei Langzeitmessungen, vermieden.
- Bei mechanischen-schwingungsfähigen-Systemen werden, bedingt durch den stabilen Arbeitspunkt, Hystereseerscheinungen der Meßfeder nahezu völlig unterdrückt.
- Der Meßbereich der Anordnung wird nicht durch den Meßbereich des Sensors, sondern durch seinen Steuerungsbereich bzw. den der Steuereinrichtung bestimmt. Der Steuerungsbereich ist insbesondere bei hochauflösenden Sensoren größer als der Meßbereich.

7.1 Feedbackmeßsysteme als geschlossener Regelkreis

Grundlage des Feedbackmeßsystems ist der geschlossene Regelkreis. Im Bild 7.1 ist das Blockschaltbild eines geschlossenen Regelkreises, der grundsätzlich aus der Regelstrecke und dem Regler besteht, dargestellt.

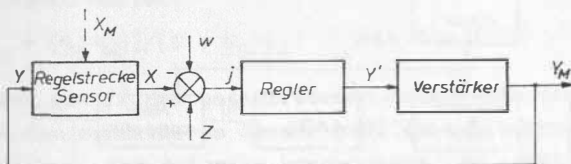


Bild 7.1 Blockschaltbild des geschlossenen Regelkreises mit steuerbarem Sensor

Der Regler hat die Stellgröße Y so zu dimensionieren und zeitlich zu modifizieren, daß in möglichst idealer Weise auftretende Differenzen zwischen der Führungsgröße w und der Regelgröße X beseitigt werden. Dies geschieht wie folgt:

1. Bildung der Regelabweichung j durch Vergleich der Führungsgröße w und der Regelgröße X mit entsprechender Vorzeichenumkehr durch den Vergleichler
2. Zeitliches Modifizieren der Regelabweichung $j = w - X$ zum Stellsignal Y' , im Normalfall nach einem PID-Schema, einer additiven Mischung aus proportionaler, integraler und differentieller Komponente
3. Leistungsverstärkung des Stellsignals, so daß es als Stellgröße Y auf dem Leistungsniveau vorliegt, welches für den Eingriff in die Regelstrecke erforderlich ist
4. Anpassung der zu regelnden physikalischen Größe X der Regeleinrichtung an die Eingangsbedingungen des Reglers
5. Die Dimensionierung des gesamten Regelkreises hat so zu erfolgen, daß das Stabilitätskriterium nach Nyquist /7.3/ eingehalten wird.

Der Informationsfluß im Regelkreis kann auf analoger oder digitaler Basis erfolgen. Wählt man den analogen Informationsfluß, so ergeben sich die bekannten analogen Regelungen. Bei digitalem Informationsfluß hat der Regelkreis das im Bild 7.2 dargestellte Aussehen.

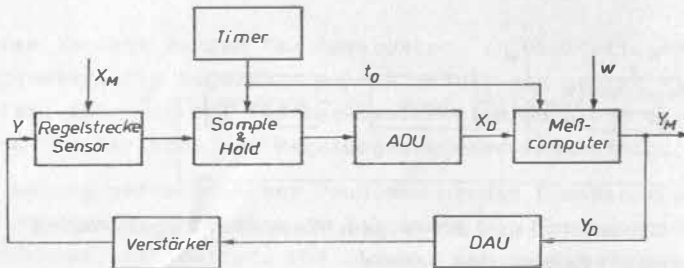


Bild 7.2 Blockschaltbild des digitalen Regelkreises mit steuerbarem Sensor

Das analoge Signal der zu regelnden physikalischen Größe X muß in diesem Fall abgetastet und digitalisiert werden. Durch die Sample-&-Hold-Schaltung und den Analog-Digital-Umsetzer entstehen diskrete Signale, die nach Amplitude und Zeit quantifiziert sind und als Eingangsgröße für den Meßcomputer dienen. Die Abtastzeit ist t_0 . Sie wird von einem Timer geliefert. Die Aufgaben des Computers sind:

- Berechnung der Führungsgröße w entsprechend dem in der Regelstrecke geforderten Ablauf
- Berechnung der Regelabweichung $j = w - X$
- Berechnung des Stellsignals Y nach dem Regelalgorithmus.

Der Digital-Analog-Umsetzer mit Halteglied stellt das analoge Signal bereit, das durch den Verstärker auf das erforderliche Niveau zum Eingriff in die Regelstrecke gebracht wird.

Zur näheren Beschreibung des Verhaltens eines Regelkreises werden sein Störverhalten und sein Führungsverhalten herangezogen. Aus dem Frequenzgang des Regelkreises erhält man Aussagen über Stör- und Führungsverhalten /7.3/.

Störverhalten:

$$\underline{G}_Z = \underline{G}_S / (1 + \underline{G}_S \cdot \underline{G}_R) \quad \text{mit } w = 0 \quad (7.1)$$

Führungsverhalten:

$$\underline{G}_W = (\underline{G}_S \cdot \underline{G}_R) / (1 + \underline{G}_S \cdot \underline{G}_R) \quad \text{mit } Z = 0 \quad (7.2)$$

Ersetzt man in dem geschlossenen Regelkreis die Regelstrecke durch den steuerbaren Sensor bzw. eine Steuereinrichtung, die die Wirkung der Meßgröße kompensiert, so erhält man den Kompensationsregelkreis für meßtechnische Aufgaben.

An den steuerbaren Sensor wird die Forderung gestellt, daß die Wirkung der Meßgröße X_M durch den Regler in Form des Stelle signals Y kompensiert werden kann. Das Stelle signal Y ist gleichzeitig das Meßsignal Y_M . Feedbackmeßsysteme können in Verbindung mit den mechanischen Sensorelementen Feder - Masse - System und Pendelsystem eingesetzt werden.

Da der Frequenzgang der Regelstrecke durch den Sensor vorgegeben ist, muß der Frequenzgang des Reglers so bemessen werden, daß die Stabilität des Regelkreises im geforderten Arbeitsfrequenzbereich gewährleistet ist.

7.2 Elektrostatistisches Feedbackmeßsystem für mechanische schwingungsfähige Systeme

Der kapazitive Sensor ermöglicht bei seinem Einsatz in einem Feedbackmeßsystem sowohl die Aufnahme und Messung der physikalischen Größe als auch deren Kompensation. Zur Kompensation wird die elektrostatische Kraftwirkung zwischen Körpern mit unterschiedlichem elektrischen Potential genutzt.

Die Kraftwirkung zwischen plattenförmigen Körpern kann aus Bild 7.3 abgeleitet werden.

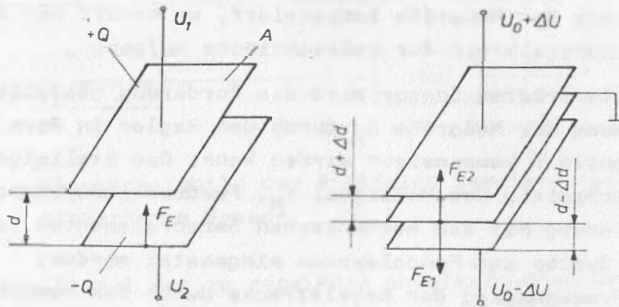


Bild 7.3 Kraftwirkung zwischen Kondensatorplatten

Für ein homogenes elektrisches Feld ist die gespeicherte Energie WA eines Plattenkondensators

$$WA = (\epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot U^2) / (2 \cdot d) \quad (7.3)$$

Die elektrostatische Kraft auf die Kondensatorplatten ergibt sich hieraus zu:

$$F_E = (dWA/dd) = \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot (U_1 - U_2)^2 / (2 \cdot d^2) \quad (7.4)$$

Es besteht ein quadratischer Zusammenhang zwischen Kraft und Spannung. Betrachtet man die Kraftwirkung zwischen zwei

feststehenden und einer beweglichen Platte, so ist die Kraftwirkung auf die mittlere Platte:

$$F_E = F_{E1} - F_{E2} \\ = (\epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot A / 2) \left[(U_0 + \Delta U)^2 / (d - \Delta d)^2 - (U_0 - \Delta U)^2 / (d + \Delta d)^2 \right] \quad (7.5)$$

Für $A = 10^{-3} \text{ m}^2$, $\epsilon = 1$, $\Delta U = 190 \text{ V}$, $U_0 = 200 \text{ V}$ und $d = 2 \cdot 10^{-4} \text{ m}$ ergibt sich nach (7.5) eine elektrostatische Kraft $F_E = 0,017 \text{ N}$. Hieraus erkennt man, daß die Möglichkeit besteht, Testmassen von einigen Gramm durch eine elektrostatische Kraft zur Schwebelage bzw. eine durch eine andere Kraft gehaltene Testmasse in eine bestimmte Position zu bringen.

Beim Einsatz des kapazitiven Sensors in einem mechanischen schwingungsfähigen System, kann somit die Wirkung der Meßgröße durch die elektrostatische Kraft kompensiert werden. Die Gewichtskraft der Testmasse wird durch eine Federkraft ausgeglichen. Mit der elektrostatischen Kraft sind in diesem Fall, Änderungen der Schwerebeschleunigung Δg und zusätzlich auftretende Beschleunigungen zu kompensieren. Die Testmasse wird also durch eine sich mit der Meßgröße ändernde elektrostatische Kraft in einer festen Position gehalten. Hierzu ist jedoch eine Steuerschaltung einzusetzen, die eine Lageänderung der Testmasse, die mit der Mittelplatte des D-Sensorelementes fest verbunden ist, detektiert und ein Signal erzeugt, das eine entsprechende korrigierende elektrostatische Kraft am Feder-Masse-System bewirkt, die die Nulllage der Testmasse erzwingt. Da die Regelspannung U_R das Meßsignal darstellt, ist eine lineare Abhängigkeit zwischen ihr und der elektrostatischen Kraft F_E erforderlich.

Ausgehend von Gleichung 7.5 erhalten wir für die elektrostatische Kraft unter Vernachlässigung der Terme $(\Delta d/d)^2$ und $(\Delta d/d)^4$

$$F_E = (2 \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot A / d^2) \left[U_0 \cdot U_R + (U_0^2 + U_R^2) \cdot (\Delta d/d) \right] \quad (7.6)$$

Für den Fall $\Delta d = 0$, wenn sich die Mittelplatte in der Nulllage befindet, ergibt sich:

$$F_E = (2 \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot U_0 \cdot U_R) / d^2 \quad (7.7)$$

Dies bestätigt die lineare Abhängigkeit der elektrostatischen Kraft von der Regelspannung U_R . Die grafische Darstellung dieses Zusammenhangs zeigt Bild 7.4.

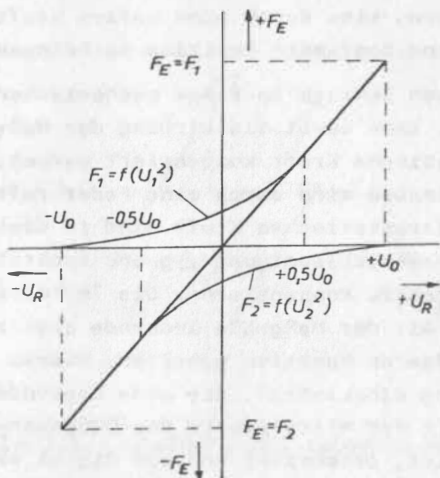


Bild 7.4
Darstellung
 $F_E = f(U_R)$ der Drei-
plattenanordnung für
den Fall $\Delta d = 0$

Das Prinzip einer Steuerschaltung für einen kapazitiven Sensor ist Bild 7.5 zu entnehmen.

Die Aufgabe der Steuerschaltung ist es, beim Auftreten einer Beschleunigungsänderung ein Signal in der Art einer Rückstellspannung an den Platten 1 und 2 zu erzeugen, so daß die Mittelplatte 3 wieder in die Nulllage gebracht wird. Durch einen amplitudenstabilisierten Generator 4 wird über einen Differentialtransformator 5 und die Koppelkondensatoren C_1 und C_2 eine um 180° phasenverschobene Wechselspannung an die Platten 1 und 2 gelegt. Differentialtransformator 5 und

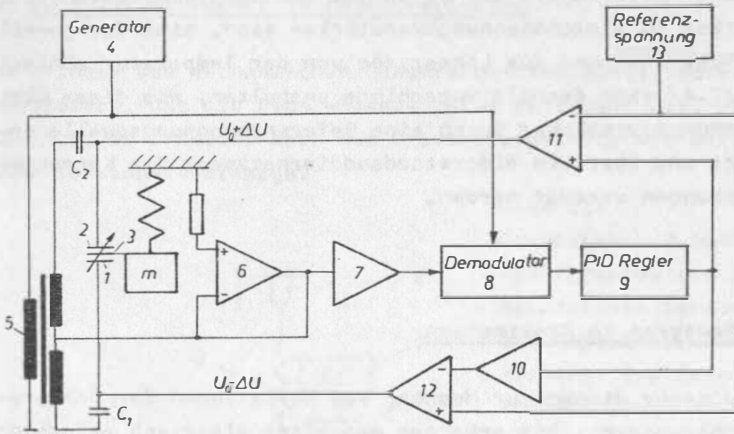


Bild 7.5 Prinzip einer Steuerschaltung für einen kapazitiven Sensor

Differentialplattenkondensator 1, 2, 3 bilden eine Trägerfrequenzbrücke, mit der Lageänderungen der Mittelplatte detektiert werden können. Das durch die Brückenverstimmung hervorgerufene Signal gelangt zu einem Impedanzwandler 6, einem Vorverstärker 7, einem Demodulator 8 und einem PID-Regler 9, dessen Signal als Korrektursignal für die Mittelplatte dient, so daß sie in der Nulllage gehalten wird. Das Steuersignal wird über die Addierverstärker 11 und 12 an die beiden Festplatten 1 und 2 gelegt. Das Signal an Platte 2 wird vom invertierenden Verstärker 10 um 180° in der Phase gedreht. Die Addierverstärker bilden die Steuersignale $U_0 + \Delta U$ und $U_0 - \Delta U$, wobei die Referenzspannung U_0 von der Konstantspannungsquelle 13 geliefert wird. Die Kondensatoren C_1 und C_2 dienen zum Trennen der Gleich- und Wechselspannungsanteile.

Da die Addierverstärker 11 und 12 und der invertierende Verstärker 10 Gleichspannungsverstärker sind, sind der jeweilige Nullpunkt und die Linearität von der Temperatur abhängig. In /7.4/ sind deshalb Vorschläge enthalten, wie diese Gleichspannungsverstärker durch eine Referenzspannungsquelle ersetzt und über ein Widerstandsaddiernetzwerk die Korrekturspannungen erzeugt werden.

8. Sensoren in Gravimetern

Gravimeter dienen zur Messung von Variationen der Schwerebeschleunigung. Sie arbeiten mit einer elastisch aufgehängten Testmasse. Das mechanische Sensorelement kann ein Feder-Masse-System oder eine Testmasse sein, die durch eine elektrostatische Kraft oder eine elektromagnetische Kraft unter den Bedingungen der Supraleitfähigkeit, gehalten wird. Die infolge der gravitativen Beschleunigungsänderungen bewirkte Auslenkung der Testmasse wird durch eine Federkraft, elektrostatische oder magnetische Kraft kompensiert. Entsprechend der Aufhängung der Testmasse spricht man von Federgravimetern, elektrostatischen und supraleitenden Gravimetern. Auf Absolutgravimeter, die den absoluten Betrag der Schwerebeschleunigung messen, wird in dieser Arbeit nicht eingegangen.

Die Anforderungen an den Sensor zur Positionsbestimmung der Testmasse sind die gleichen wie die in 3.2.4 dargelegten. Seine Kenngrößen Meßschwelle, Meßbereich und Auflösungsvermögen leiten sich aus den Positionsänderungen der Testmasse ab.

8.1 Kapazitiver Sensor im Federgravimeter

Das Prinzip des mechanischen Sensorelementes eines Federgravimeters, das als Feder-Masse-System aufgebaut ist, zeigt Bild 8.1. Es arbeitet nach dem Gravimeterprinzip mit horizontaler Torsionsfederwaage.

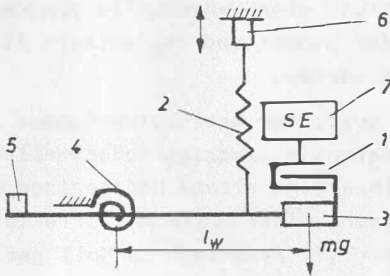


Bild 8.1

Schematischer Aufbau des Federgravimeters mit kapazitivem Sensor

- 1 = Kapazitives Sensorelement;
- 2 = Kompensationsfeder;
- 3 = Testmasse;
- 4 = Torsionsfeder;
- 5 = Dämpfungseinrichtung und Druckausgleich;
- 6 = Präzisionsspindeln;
- 7 = Sensorelektronik

Das Gravimeter besteht aus zwei gegenseitig gewickelten auf Torsion beanspruchten Biegefedern, die den Waagebalken mit der Testmasse tragen. Für eine Vorspannung der Torsionsfeder von $\vartheta = 360^\circ$ ergibt sich $\Delta\alpha/\Delta g = 1,3 \cdot 10^{-3}''/\mu\text{Gal}$. Diese Empfindlichkeit erfordert bei einer Länge des Waagebalkens $l_W = 10$ cm eine Meßschwelle des positionsempfindlichen Sensors von $\Delta d = 6,5 \cdot 10^{-10}$ m. Unter Zugrundelegung einer gravitativen Beschleunigung von $1 \mu\text{Gal}$ entspricht dies bei einer Testmasse von $0,1$ kg einer Kraft von $F \approx 10^{-9}$ N. Die Kompensation dieser Kraft wird von den Kompensationsfedern vorgenommen, so daß sich ein Gleichgewicht zwischen ihr und der sich ändernden gravitativen Beschleunigung einstellt.

Das Verhalten der Feder kann hinreichend durch das Hookesche Gesetz beschrieben werden. Hiernach ist die Auslenkung der Feder proportional der angreifenden Beschleunigung. Die mechanischen Eigenschaften der Meßfeder ändern sich trotz ausgesuchter Materialien und Thermostatierung durch molekulare

und atomare Vorgänge, die zeitlich und größenordnungsmäßig nicht erfaßbar sind. Sie beeinflussen wegen der hohen Empfindlichkeit des mechanischen Sensorelementes das Meßsignal, verursacht durch Hysterese und Drift der Meßfeder. Insbesondere kann die Drift über einen längeren Zeitraum nicht konstant gehalten werden, so daß hauptsächlich bei langperiodischen Wellen größere Meßfehler auftreten. Hier liegen die Grenzen des mechanischen Sensorelementes von Federgravimetern. Es läßt bei optimaler Ausführung eine Meßschwelle von ca. $0,1 \mu\text{Gal}$ zu. Sie muß durch den Sensor und die weitere Signalverarbeitung voll ausgenutzt werden.

Von den geeigneten Sensoren wurde der kapazitive Sensor ausgewählt. Er erfüllt die Forderungen niedrige Meßschwelle, hohes Auflösungsvermögen, lineare Kennlinie und geringe Langzeitdrift am besten. Bei Nutzung einer Nullpunktkorrekturschaltung kann seine Langzeitdrift praktisch zu Null gemacht werden. Zum Einsatz kam das in Bild 4.13 dargestellte und speziell hierfür entwickelte Sensorelement, welches mit der Sensorelektronik nach Bild 4.15 zusammenarbeitet. Mechanisches Sensorelement und kapazitiver Sensor werden auf $0,01 \text{ K}$ thermostatiert und durch einen Mu-Metall-Mantel gegen elektromagnetische Störfelder abgeschirmt. Die Kennlinie des Federgravimeters ist im Bild 8.2 abgebildet.

Sie zeigt einen linearen Verlauf. Die Steilheit der Kennlinie beträgt $S = 1,36 \text{ mV}/\mu\text{Gal}$. Hieraus resultiert eine Meßschwelle $X_S = 0,37 \mu\text{Gal}$ bei einer oberhalb des Rauschens liegenden Ansprechschwelle $Y_S = 0,5 \text{ mV}$. Die Empfindlichkeit kann durch zusätzliche Digitalisierung verbessert werden, da der Rauschpegel kleiner als $0,1 \text{ mV}$ ist. In diesem Fall entspricht dem LSB eines nachfolgenden AD-Wandlers eine Spannung von $0,2 \text{ mV}$, die durch den Instrumentenverstärker auf das Eingangsniveau des AD-Wandlers gebracht werden muß. Die Digitalisierung übernimmt ein 10-bit-AD-Wandler, der bei $\pm 0,5 \text{ LSB}$ keine Codierfehler /8.1/ verursacht. Die Empfindlichkeit ist dann $0,15 \mu\text{Gal}/\text{Digit}$.

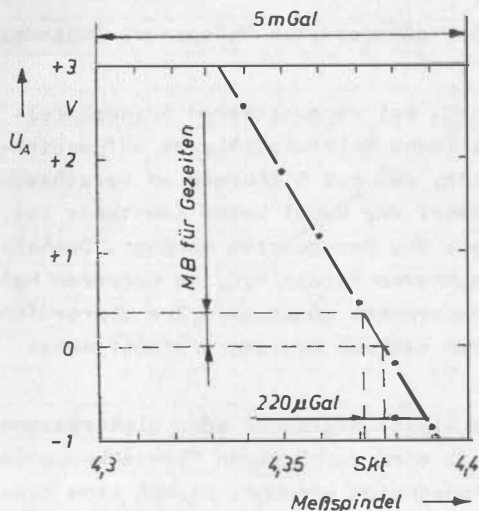


Bild 8.2
Kennlinie eines
Gezeitengravi-
meters

Durch den Einsatz des kapazitiven Sensors in ein Federgravimeter konnte eine erhebliche Verbesserung seiner Leistungsparameter gegenüber dem ursprünglichen optoelektronischen Sensor mit optischer Winkelvergrößerung erzielt werden /8.2/, /8.3/. So wurde die Empfindlichkeit um den Faktor 10^3 gesteigert. Der mittlere Fehler der Einzelmessung, nach der Methode der kleinsten Quadrate berechnet, wurde um den Faktor 10 reduziert. Er liegt bei ca. 1μ Gal. Im Vergleich dazu beträgt er bei supraleitenden Gravimetern ca. $0,3 \mu$ Gal. Die Drift liegt bei ca. 5μ Gal/Tag. Sie wird durch das mechanische Sensorelement verursacht. Die Drift der Elektronik ist niedriger und hat praktisch keinen Einfluß auf die Gesamtdrift. Auf Grund dieser Verbesserungen wurden diese Gravimeter an das internationale Leistungsniveau für Federgravimeter herangeführt.

Die Kalibrierung des Sensors erfolgt im Zusammenhang mit der Gravimeterkalibrierung. Sie kann nach mehreren Methoden vorgenommen werden:

- nach der vom Hersteller eingesetzten Meßspindel (Spindeleichung)
- durch Gewichtebelastung. Bei verschiedenen Spindelstellungen wird eine empirische Spindeleichkurve aufgezeichnet. Es ist zu beachten, daß bei Eichungen an verschiedenen Orten der Schwerewert der Kugel keine Konstante ist, sondern von der Schwere des Bezugsortes abhängt. Deshalb ist die Eichung mit mehreren Kugeln bzw. an mehreren Meßpunkten bekannter Schwerewerte günstiger. Zur Überprüfung des Skalenwertes wurden deshalb Gravimeteereichstrecken geschaffen.
- durch eine definierte elektrostatische oder elektromagnetische Kraft. Die Kraft wird durch einen Plattenkondensator oder einen Elektromagneten erzeugt. Es muß eine konstante Spannung bzw. ein konstanter Strom zugeführt werden.

Das Teilstück einer Gezeitenregistrierung eines Federgravimeters mit kapazitivem Sensor zeigt Bild 8.3.

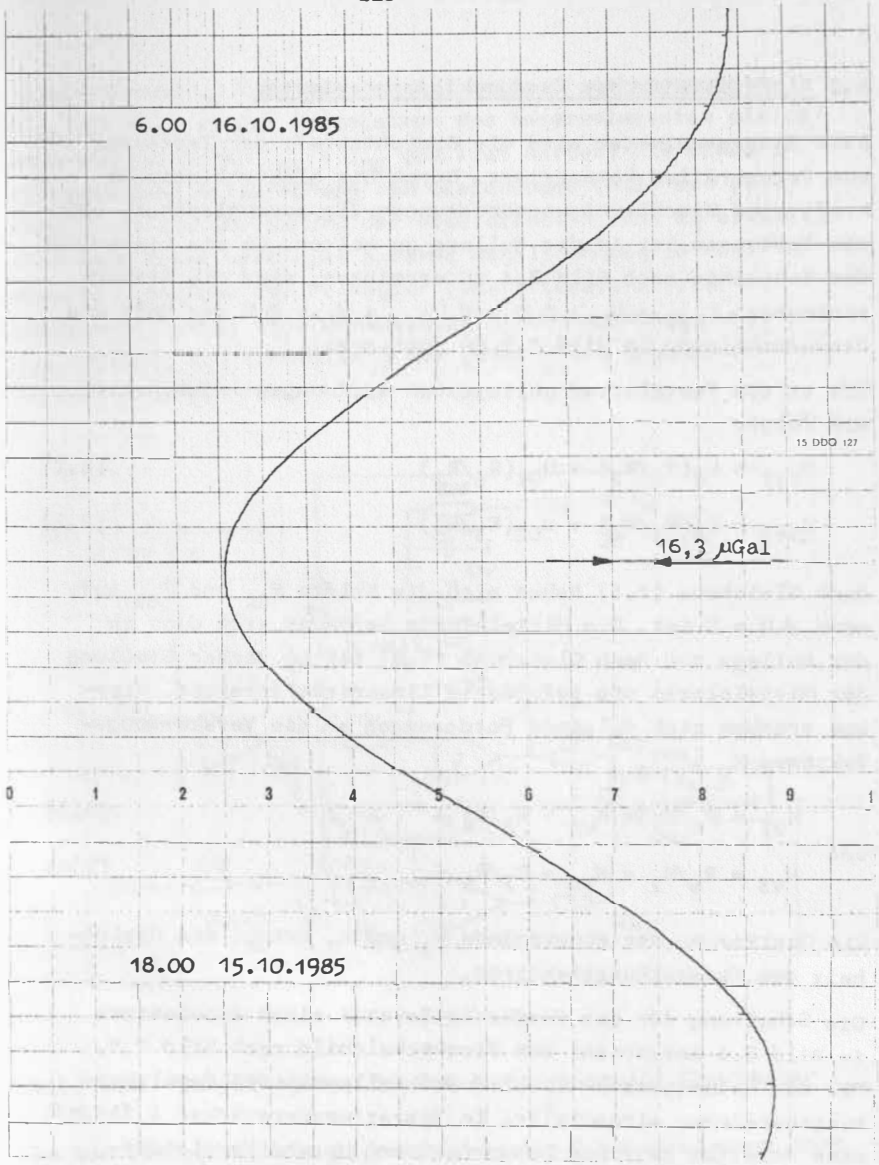


Bild 8.3 Teilstück einer Gezeitenregistrierung des Gravimeters GS 12 mit kapazitivem Sensor
Papiervorschub 2 cm/h 1 mm = 1,36 μGal

8.2 Elektrostatishes Feedbackfedergravimeter

Beim Federgravimeter wird die Gewichtskraft der Testmasse von Federkräften kompensiert. Durch die elektrostatistische Kraft sind Beschleunigungsänderungen Δg auszugleichen, und die Testmasse ist in der Nulllage zu halten. Um die Linearität der Kennlinie nach Bild 7.4 zu erreichen, sind die Steuerungsspannungen $U_{St1} = U_0 + \Delta U$ und $U_{St2} = U_0 - \Delta U$ der Meß- und Steuerschaltung in Bild 8.3 zu justieren.

Die an den Festplatten anliegenden Spannungen ergeben sich wie folgt:

$$U_{St1} = U_R(R_6/R_7) + U_{01}(R_6/R_2) \quad (8.1)$$

$$U_{St2} = U_R(R_3/R_4) + U_{02}(R_3/R_5) \quad (8.2)$$

Nach Gleichung (7.5) heben sich die Kräfte F_{E1} und F_{E2} auf, wenn $\Delta U = 0$ ist. Die Mittelplatte befindet sich dann in der Nulllage und nach Gleichung (7.6) ist in dieser Stellung der Mittelplatte die geforderte Linearität erreicht. Hieraus ergeben sich folgende Forderungen an die Verstärkungsfaktoren K_V :

$$K_{V1} = R_6/R_7 = K_{V2} = R_3/R_4 \quad (8.3)$$

und

$$K_{V3} = R_6/R_2 = K_{V4} = R_3/R_5 \quad (8.4)$$

Die Justierung der Widerstände R_3 und R_2 bringt die Gleichheit der Verstärkungsfaktoren.

Die Schaltung für das Feedbackmeßsystem eines Gravimeters im Bild 8.4 entspricht dem Blockschaltbild nach Bild 7.5. Mit dem Potentiometer R_1 wird der Nullpunkt des Regelspannungsbereiches eingestellt. Im Operationsverstärker 1 findet eine Addition zwischen Sensorspannung U_S und Vergleichspannung U_V statt. Die Sensorspannung, die sich in der Nulllage der Mittelplatte einstellt, wird von der Vergleichspannung so kompensiert, daß in diesem Arbeitspunkt die

Regelspannung U_R Null ist, so daß beide Steuerspannungen U_{St1} und U_{St2} an den Festplatten des Sensorelementes gleich sind und nur durch $U_{01} = U_{02}$ gebildet werden. Die Linearitätsbedingung entsprechend den Gleichungen (8.3) und (8.4) wird durch die Justierung der Widerstände R_2 und R_3 erfüllt. Zu diesem Zweck wird eine externe Regelspannung im Punkt A angelegt, nachdem der PI-Regler (Operationsverstärker 1) abgetrennt wurde. Eine Messung der Steuerspannungen U_{St1} und U_{St2} erlaubt die Einstellung der geforderten Gleichheit der Verstärkungsfaktoren.

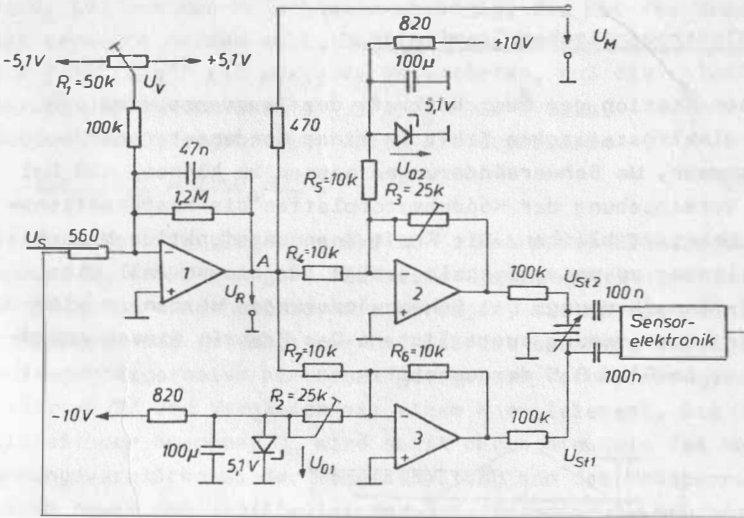


Bild 8.4 Schaltung des Feedbackmeßsystems für Gravimeter

In der Versuchsschaltung konnte nur ein D-Sensorelement ohne Schutzelektroden mit einer wirksamen Plattenfläche von $1,26 \text{ cm}^2$ eingesetzt werden. Die Spannung $U_{01} = U_{02}$ wurde mit $5,1 \text{ V}$ festgelegt. Einer Regelspannung von $4,9 \text{ V}$ entspricht

eine Änderung der Schwerebeschleunigung von ca. $420 \mu\text{G}$. Um elektrostatische Aufladungen der Mittelplatte zu vermeiden, sind zusätzliche Schutz Elektroden um die wirksamen Kondensatorflächen anzubringen. Hierdurch erreicht man, daß Ladungen der Mittelplatte von den auf Masse liegenden Schutz Elektroden abgesaugt werden. Der elektrostatischen Kraft von $F_E = 10^{-9} \text{ N}$ entspricht eine Regelspannung $U_R = 12,1 \text{ mV}$ bei $U_0 = 5,1 \text{ V}$. Ähnliche Varianten wurden bei Lacoste-Romberg-Gravimetern /8.4/, /8.5/, /8.6/ realisiert. Die vollständige Erprobung des Feedbackmeßsystems konnte noch nicht durchgeführt werden. Ein Einbau in das Federgravimeter wird empfohlen.

8.3 Elektrostatisches Gravimeter

Die Kompensation der Gewichtskraft der Testmasse wird von einer elektrostatischen Kraft in einer Kondensatoranordnung vorgenommen. Um Schwereänderungen messen zu können, muß bei einer Verschiebung der Kondensatorplatten die Kompensationskraft konstant bleiben. Die Kraft-Spannungsfunktion braucht nicht linear zu sein, deshalb genügt für diesen Fall eine Zweiplattenanordnung. Die Schwereänderungen werden in einer Dreiplattenanordnung ausgeglichen. Das Prinzip dieser Anordnung ist im Bild 8.5 dargestellt.

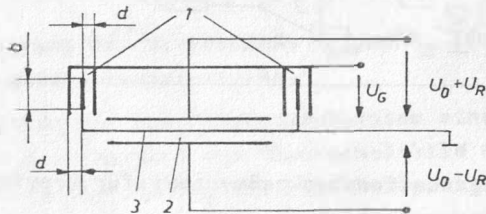


Bild 8.5 Prinzip eines elektrostatischen Gravimeters

- 1 = Zweiplattenanordnung
- 2 = Dreiplattenanordnung
- 3 = Testmasse

Die mit der Zweiplattenanordnung erzeugte Kraft F_{EG} zur Kompensation der Gewichtskraft berechnet sich nach der Beziehung

$$F_{EG} = \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot l \cdot U_G^2 / d \quad (8.5)$$

Die Bedeutung der Formelzeichen ist Bild 8.4 zu entnehmen, wobei l die wirksame Länge der Zweiplattenanordnung ist. Zur Kompensation der Gewichtskraft einer Testmasse von $m = 0,3$ Gramm, ist mit $\epsilon = 1$, $l = 0,1$ m und $d = 3 \cdot 10^{-4}$ m, eine elektrostatische Kraft $F_{EG} = 2,94 \cdot 10^{-3}$ N erforderlich. Die sich hieraus ergebende Elektrodenspannung ist 998 V.

Die Konstanz der Kraft F_{EG} und damit die Toleranz der Spannung U_G ist von der Meßschwelle abhängig, die mit dem Gravimeter erreicht werden soll. Um eine Meßschwelle von $\Delta g = \pm 10^{-7} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ (10 μGal) zu garantieren, muß die relative Änderung der Gewichtskraft $\Delta F_G / F_G \leq 10^{-8}$ sein. Gleichung (8.5) ergibt sich durch Differenzieren

$$\Delta F_{EG} / F_{EG} = 2 \Delta U_G / U_G \quad (8.6)$$

Hieraus folgt für $\Delta U_G / U_G = 0,5 \cdot 10^{-8}$. Bei einer Elektrodenspannung $U_G = 998$ V ergibt sich eine Spannungstoleranz von ± 10 μV . Dies sind höchste Anforderungen, die an die Konstanz der Hochspannung gestellt werden. Die Hochspannung erzeugt man zweckmäßigerweise mit einem geregelten Hochspannungsverstärker /8.7/ und Vergleich mit einem Normalelement. Die Genauigkeit der Spannung U_G wird somit durch die Güte des Hochspannungsverstärkers, der Regelschaltung und des Meßspannungsteilers sowie den Driftfehler der Referenzspannung begrenzt. Um die geforderte Spannungskonstanz zu erreichen, ist eine überlagerte Kompensationsregelung anzuwenden. Die in /3.10/ erreichte Hochspannungskonstanz ist $\Delta U_G / U_G = 10^{-8}$ und die Temperaturabhängigkeit $\Delta U_G / U_G = 1,8 \cdot 10^{-7} / \text{K}$.

Als Spannungsnormale stehen das Weston-Element $\Delta U / U = \pm 10^{-8}$, das Josephson-Element $\Delta U / U = 10^{-10}$ und integrierte Halbleiter-Referenzelemente mit Temperaturkoeffizienten $T_K \leq 10^{-7} / \text{K}$ zur Verfügung. Bei entsprechender Thermostatierung sind die integrierten Halbleiter-Referenzelemente durchaus geeignet, die gestellten Forderungen zu realisieren /8.8/.

Die Größe der elektrostatischen Kraft zur Kompensation der Änderungen von g bzw. zusätzlicher Störbeschleunigungen a_S ist vom Meßbereich und ihre Toleranz von der angestrebten Meßschwelle abhängig. Legt man eine Meßschwelle von $\Delta g = 10^{-7} \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ und ein Auflösungsvermögen von 10^5 zugrunde, so erhält man den Meßbereich für $\Delta g = (10^{-7} \text{ bis } 10^{-2}) \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$. Die elektrostatische Kraft, die zur Kompensation dieser Beschleunigungen erforderlich ist, berechnet sich wie folgt:

$$F_E = m(\Delta g + a_S) \quad (8.7)$$

Die Kompensationskräfte an den Grenzen des Meßbereiches betragen $F_{EU} = 3 \cdot 10^{-11} \text{ N}$ für $\Delta g = 10^{-7} \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ und $F_{EO} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ N}$ für $\Delta g = 10^{-2} \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$. Diese elektrostatischen Kräfte können mit der Dreiplattenanordnung problemlos erzeugt werden. Unter Zugrundelegung folgender Parameter - Elektrodenabstand $d = 5 \cdot 10^{-4} \text{ m}$ und Kondensatorfläche $A = 4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$ - berechnet sich nach Gleichung 7.7 mit $U_0 = U_R$ ein $U_0 = 10 \text{ V}$ für F_{EO} . Zur Kompensation von F_{EU} benötigt man eine Spannung $U_{Rmin} = 1 \text{ mV}$. Die Spannung U_0 wird man in der Praxis höher wählen, um zusätzlich auftretende Störbeschleunigungen ausregeln zu können. Aus der kleinsten Störspannung U_{Rmin} ergibt sich die Anforderung an die Toleranz der Spannung U_0 , die eine Zehnerpotenz kleiner als U_{Rmin} sein sollte.

Um die störende Einwirkung von Temperatur und Feuchtigkeit auf die Dielektrizitätskonstante zu beseitigen, ist das System in einem druckdichten Thermostaten unterzubringen. Die Bestimmung der Meßschwelle des kapazitiven Sensors ergibt sich aus der Beziehung

$$\Delta F_E / F_E = - 2 \Delta d / d \quad (8.8)$$

Für $\Delta F_E / F_E = 10^{-5}$ und $d = 0,5 \text{ mm}$ wird Δd gleich $2,5 \cdot 10^{-9} \text{ m}$. Mit dem in /3.10/ beschriebenen Gravimeter wurde eine Meßschwelle von $10^{-6} \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ erreicht. Eine Erhöhung der Stabilität der elektronischen Baugruppen läßt eine weitere Verbes-

serung erwarten, so daß ein Einsatz als Feld- oder Seegravimeter möglich erscheint. Für Messungen von der Plattform eines Satelliten, wo der Grundwert der Schwere nicht zu kompensieren ist, wird dieses Meßprinzip unter den günstigeren Bedingungen ebenfalls angewendet /B.11/.

8.4 Supraleitendes Gravimeter

Supraleiter sind Verbindungen, bei denen unterhalb einer bestimmten Temperatur, der Sprungtemperatur, der elektrische Widerstand unmeßbar klein wird. Die Hochtemperatur-Supraleiter (HTSL), die im Jahre 1986 entdeckt wurden, haben eine Sprungtemperatur von 92 K (-181°C) /8.8/. Diese Temperatur kann durch Kühlung mit flüssigem Stickstoff erreicht werden. Die bisher eingesetzten Materialien, zum Beispiel Niobium-Titan-Verbindungen, haben niedrigere Sprungtemperaturen und erreichen den Supraeffekt nur bei Kühlung mit flüssigem Helium (Siedepunkt des flüssigen Heliums 4,2 K). Unter den Bedingungen der Supraleitfähigkeit können nahezu ideale Elektromagnete hergestellt werden. Mit einem solchen Elektromagneten kann auch eine Testmasse für geophysikalische Messungen gehalten werden. Sein Einsatz erfolgte bisher in Gravimetern und Gradiometern /3.9/, /8.9/.

Das Hauptproblem beim Aufbau supraleitender Geräte besteht im Erzeugen der sehr niedrigen Sprungtemperatur, die in einem Kryostaten erzeugt wird. Je nach Qualität des Kryostaten benötigt man für ein Gravimeter ein bis drei Liter Helium in 24 Stunden. Das verdampfte Helium muß aufgefangen und später wieder verflüssigt werden. Dies ist ein großer technischer Aufwand, der nur bei einem Betrieb des Gravimeters im Observatorium zu vertreten ist. Der Einsatz von HTSL-Supraleitern wird eine Vereinfachung dieses Problems bringen, da flüssiger Stickstoff leichter hergestellt und das Kryostatsystem mit weniger Aufwand aufgebaut werden kann.

Der elektrisch-elektronische Aufbau eines supraleitenden Gravimeters ist relativ einfach. Kernstück ist eine Luftspule, die bis zur Sprungtemperatur abgekühlt wird. In ihr baut sich durch externe Stromzufuhr ein Magnetfeld auf, das die Testmasse zur Schwebelage bringt. Ist das Magnetfeld aufgebaut, so braucht keine weitere Energie der Spule zugeführt werden. Um eine Testmasse in der Schwebelage zu halten, ordnet man zwei übereinanderliegende Spulen mit unterschiedlichem Durchmesser an, die zur Stabilisierung des Magnetfeldes außen und innen mit je einer zusätzlichen Supraspule umgeben sind. Diese Spulen erhalten keine Stromzuführung. Bei Instabilitäten des primären Magnetfeldes werden in ihnen Ströme induziert, die wiederum ein Magnetfeld aufbauen, das die Störung kompensiert. Es findet also eine Rückkopplung auf das primäre Magnetfeld statt, bis die Instabilitäten ausgeglichen sind. Hierdurch ergibt sich ein Gradient des Magnetfeldes, der die Lage der Testmasse (in der Regel eine Kugel) fixiert. Das durch die supraleitende Spule erzeugte Magnetfeld bewirkt in der Kugel einen Strom, der in der Oberflächenregion der Kugel fließt und ein Magnetfeld aufbaut, das dem der Spule entgegengesetzt gerichtet ist und somit die Kugel schweben läßt. Die Kugel besteht deshalb nur in der Oberflächenregion ca. 2 mm Tiefe aus supraleitendem Material. Der Strom, der in der Supraspule fließt, beträgt maximal 5 A. Supraleiter dürfen nur unterhalb eines kritischen Stromes betrieben werden. Ein Überschreiten kann zu seiner Zerstörung führen. Bei diesem Strom können je nach Spulenausführung magnetische Flußdichten B bis ca. 10^{-1} T aufgebaut werden, so daß Testmassen bis 100 Gramm gehalten werden können.

Dieses Prinzip wurde im supraleitenden Gravimeter /3.9/ realisiert. Es hat gegenüber dem Federgravimeter den Vorteil der geringeren Drift. Infolgedessen lassen sich lange Perioden besser untersuchen. Die Meßschwelle wird mit (0,01 bis 0,02) μGal angegeben. Die Drift liegt ca. um den Faktor 50 bis 100 niedriger als bei Federgravimetern. Sie beträgt ca. 20 $\mu\text{Gal}/\text{Jahr}$.

Für die Positionsbestimmung der Masse gelten die gleichen Bedingungen wie bei Federgravimetern. Favorisiert ist das kapazitive Sensorsystem, bei dem die Kugel als Mittelelektrode eines D-Sensorelementes dient. Genau wie beim Federgravimeter ist das mit dem kapazitiven Sensor realisierbare Feedbackmeßsystem vorteilhaft einsetzbar. Aber auch der Mikrowellenhohlraumsensor erfüllt die Forderungen der Positionsbestimmung. Er kann jedoch nicht als kombiniertes Meß- und Feedbacksystem ausgelegt werden.

8.5 Digitale Signalverarbeitung von Gravimeterdaten

Trotz starker Filterung traten in der kontinuierlichen Gezeitenregistrierung noch stochastische Störsignale in Form von "Sprüngen" und "Ausreißern" bis zu einer Periode von 30 min auf, die oberhalb des Rauschens lagen. Die Herausfilterung dieser Störsignale und die Herabsetzung der Rauschgrenze waren der Grund für eine digitale Signalbearbeitung mit einem Mikrocomputer (s. Bild 8.6).

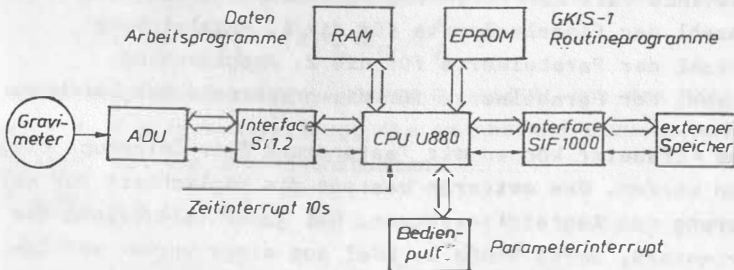


Bild 8.6 Blockschaubild der digitalen Signalverarbeitung von Gravimeterdaten

Aus dem Analogsignal des Gravimeters wird alle 10 s ein Meßwert entnommen, der mit dem ADU analog-digital gewandelt und im RAM-Bereich eines 8 bit-Meßcomputers mit der CPU U-880 gespeichert wird. Je 15 Einzelmeßwerte werden zu einem Kurzzeit-Mittelwert zusammengefaßt, der zur Ausreißererkenung dient. Weiterhin werden 45 Einzelmeßwerte einer 1. Ausgleichung zugeführt. Des weiteren wird über fünf Werte der 1. Ausgleichung eine 2. Ausgleichung vorgenommen. Das Ergebnis der 2. Ausgleichung stellt den repräsentativen Schwerewert dar. Sowohl die Werte der 1. als auch der 2. Ausgleichung werden zur Weiterverarbeitung auf einem externen Speicher ausgegeben. Die zur Berechnung nötigen Routineprogramme und das Gleitkommapakket GKIS-1 sind auf EPROM gespeichert. Zur Kontrolle der Datenerfassung wird eine graphische Ausgleichung vorgenommen, wo anhand der fünf Werte der ersten Ausgleichung, die als Stützwerte dienen, alle 10 s ein berechneter repräsentativer Schwerewert ausgegeben wird.

Durch Interrupt können folgende Parameter geändert werden:

- Anzahl der Einzelmeßwerte, die zur Kurzzeit-Mittelwertbildung verwendet werden
- Zeitintervall zur Erkennung seismischer Ereignisse
- Anzahl der Einzelmeßwerte für die 1. Ausgleichung
- Anzahl der Parabelwerte für die 2. Ausgleichung
- Anzahl der Parabelwerte für die graphische Ausgleichung.

Diese Parameter können mit Tastendruck über Interrupt eingegeben werden. Des weiteren besteht die Möglichkeit der Kalibrierung des Registriersystems. Bei jeder Verstellung des Gravimeters, deren Größe in μGal aus einer vorher erfolgten Kalibrierung der Gravimeterskala bekannt ist, werden der ausgeglichene Meßwert, also der repräsentative Schwerewert, und die Differenz zum vorhergehenden Wert ausgegeben. Hieraus wird dann der Skalenwert der Registrierung ermittelt.

Durch die digitale Signalbearbeitung in Form der Ausgleichung konnte die statistische Sicherheit der Meßwerte verbessert werden, so daß in etwa einem Drittel der Meßzeit die Gezeitenparameter mit der gleichen Genauigkeit erhalten werden konnten, wie bei der traditionellen stündlichen Meßwertgewinnung /8.10/. Die gleiche Meßsignalverarbeitung wird gegenwärtig an einem supraleitenden Gravimeter erprobt.

9. Sensoren in Gradiometern

Zur Messung des vertikalen Schweregradienten ist er so umzuformen, daß er auf die Bestimmung einer direkt meßbaren physikalischen Größe zurückgeführt wird. Bei Annäherung des Schwerepotentials W der Erde durch die Beziehung

$$W = (K_G \cdot m_E) / r_E \quad (9.1)$$

ergibt die 1. Ableitung die Schwerebeschleunigung

$$g = - (K_G \cdot m_E) / r_E^2 \quad (9.2)$$

und die 2. Ableitung den gravimetrischen Vertikalgradienten

$$G_V = g_Z = W_{ZZ} = (2 \cdot K_G \cdot m_E) / r_E^3 \quad (9.3)$$

Betrachten wir zwei Massepunkte P_1 und P_2 mit den Massen $m_1 = m_2 = m$ in Lotrichtung, die im Abstand d zueinander liegen, mit den Beschleunigungen

$$g(P_1) = - (K_G \cdot m_E) / r_E^2 \quad (9.4)$$

und

$$g(P_2) = - (K_G \cdot m_E) / (r_E + d)^2 \approx - (K_G \cdot m_E) / r_E^2 + (2 K_G \cdot m_E \cdot d) / r_E^3, \quad (9.5)$$

so ergibt die Differenz der Beschleunigungen den vertikalen Schweregradienten

$$\begin{aligned} G_V = g_Z = W_{ZZ} &= (g(P_2) - g(P_1)) / d \\ &= (2 \cdot K_G \cdot m_E) / r_E^3 \quad (9.6) \end{aligned}$$

Die zwischen beiden Massepunkten wirkende Kraft ergibt sich zu:

$$F = m \cdot ((2 \cdot K_G \cdot d) / r_E^3) \quad (9.7)$$

Der Schweregradient kann somit aus der Differenzmessung zweier Beschleunigungen im Abstand d bestimmt werden.

Das Problem bei der Messung des vertikalen Schweregradienten besteht unter terrestrischen Bedingungen vorwiegend darin, daß die Wirkung des Grundwertes der Schwerebeschleunigung g kompensiert werden muß. Da die geforderte Meßschwelle der Beschleunigungssensoren $10^{-9} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ betragen muß, wenn eine Meßschwelle des Gradiometers von 1 E erreicht werden soll, wobei eine Höhendifferenz von 1 m zugrunde gelegt wurde, ergeben sich höchste Anforderungen an die Beschleunigungssensoren. Dies erfordert ein Auflösungsvermögen für die Messung der Normalbeschleunigung g von 10^{10} oder eine Kompensation von g mit einer Meßunsicherheit kleiner als $10^{-9} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$. Günstiger liegen die Verhältnisse bei Messungen auf der Plattform eines Satelliten. Durch die Zentrifugalbeschleunigung wird g ausgeglichen, so daß nur die im Satelliten auftretenden Störkomponenten in der Größenordnung bis ca. $10^{-3} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ zu kompensieren sind. Dieser Sachverhalt erleichtert die zu lösende Meßaufgabe. Deshalb ist die Entwicklung von Gradiometern für den Einsatz im Satelliten weiter vorangeschritten /8.9/, /9.2/ als die Entwicklung für den terrestrischen Einsatz.

9.1 Messung des vertikalen Schweregradienten mit Gravimetern

Mit Hilfe der Messung von Schwerebeschleunigungen in zwei verschiedenen Niveaus kann entsprechend Formel (9.6) mit Gravimetern der vertikale Schweregradient ermittelt werden. Zu diesem Zweck werden die Änderungen der Schwerebeschleunigung mit einem Gravimeter in zwei unterschiedlichen Höhen gemessen. Die beiden Meßpunkte liegen auf der Lotlinie.

Von den Meßfehlern für Δg und d hängt die Meßunsicherheit für G_V ab. Geht man davon aus, daß der Abstand d ohne Schwierigkeiten mit einer Meßunsicherheit von 1 ‰ gemessen werden kann, dann bestimmt der Meßfehler des Gravimeters die Meßunsicherheit von G_V . In der Praxis wurden Werte zwischen 15 ‰ und 20 ‰ erreicht.

Wegen seines großen Aufwandes wird dieses Verfahren nur selten angewendet. Es ist auch nicht zu erwarten, daß in absehbarer Zeit Gravimeter mit Meßunsicherheiten $\pm 1 \mu\text{Gal}$ für den Feldeinsatz zur Verfügung stehen, mit denen die Nachweisgrenze für G_V herabgesetzt werden könnte.

9.2 Vertikalgradiometer

Mit dem Gradiometer erfolgt die direkte Messung des vertikalen Schweregradienten. Die bekannten Meßanordnungen arbeiten grundsätzlich als statische oder dynamische Systeme /9.1/.

Die statischen Systeme nutzen das Prinzip des Wägens in unterschiedlichen Höhen. Als Vertreter statischer Systeme soll das Gradiometer nach /9.2/, /9.3/ näher betrachtet werden.

Bild 9.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Gradiometers. Die beiden in unterschiedlichen Höhen positionierten Testmassen 3 und 4 werden über die Hebel 7 und 8 durch Kreuzfedergelenke 5 und 6 gelagert. Über die Hebel- und Kopplungsanordnung 10 und 11 erfolgt die Kopplung beider Systeme mittels eines Koppeldrahtes. Bei einer Bewegung des Gerätes in ein Feld zunehmender Schwere wird die untere Masse etwas schwerer als die obere Masse. Zur Herstellung des Gleichgewichts des Systems ist es erforderlich, daß sich die obere Masse in gleichem Maße nach oben bewegt, wie die untere nach unten. Hierdurch wird eine Verdopplung des Meßeffektes erreicht. Die Bewegung der Massen liegt im Subnanometerbereich. So beträgt zum Beispiel für das in /9.3/ realisierte Gradiometer die Bewegung der Testmasse ca. $\pm 0,2 \text{ nm}$, wenn sich G_V um $\pm 50 \text{ ‰}$ ändert. Zum Nachweis dieser Wegänderung wird ein

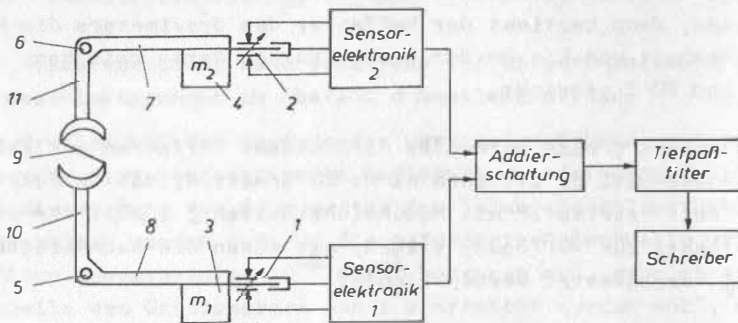


Bild 9.1 Schematische Darstellung des Gradiometers nach /9.3/ und /9.4/

- 1,2 = D-Sensorelement; 3,4 = Testmassen;
- 5,6 = Lagerung mit Kreuzfedergelenk; 7,8 = Hebelarm;
- 9 = Kopplungsdraht; 10,11 = Hebel- und Kopp-
- lungsanordnung

hochauflösender positionsempfindlicher Sensor benötigt. Der entwickelte kapazitive Sensor nach /4.9/ wurde an das Gradiometer angebaut. Die durchgeführten Messungen ergaben unter Laborbedingungen eine Meßschwelle von 10 E. Dieses Ergebnis zeigt, daß ein Feder-Masse-System in Zusammenarbeit mit einem hochauflösenden Sensor eine Variante zur Realisierung eines Gradiometers darstellt. Auch hier muß die Meßschwelle der eingesetzten Beschleunigungssensoren $10^{-9} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ betragen. Ein statisches System, das gegenüber Störbeschleunigungen unempfindlich ist, ist im Bild 9.2 schematisch dargestellt.

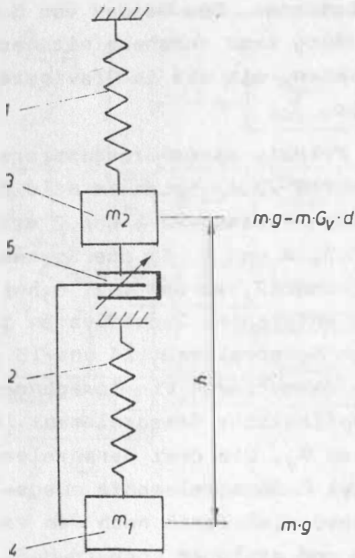


Bild 9.2
Schematische Darstellung
eines Vertikalgradiometers

- 1,2 = Federn
- 3,4 = Testmassen
- 5 = Sensor

Es besteht ebenfalls aus zwei Testmassen m_1 und m_2 , die auf einen gemeinsamen Sensor wirken. Durch diese Anordnung wird die Differenzbeschleunigung gemessen, die dem vertikalen Schweregradienten direkt proportional ist. Die Anordnung hat den Vorteil, daß bei gleichen Übertragungsfunktionen beider Beschleunigungssensoren Störbeschleunigungen die gleichen Schwingungen in Amplitude, Phase und Frequenz an beiden Feder-Masse-Systemen verursachen, die in der gezeigten Kopplungsart vom Sensor nicht aufgenommen werden. Die Übereinstimmung der Übertragungsfunktionen wird durch Einstellen der Eigenfrequenz und Dämpfung eines der beiden Systeme angeähert. Die Differenzbeschleunigung und damit der vertikale Schweregradient werden folglich durch Störbeschleunigungen nicht beeinflusst.

Legt man eine Meßschwelle für das Gradiometer nach Bild 9.2 von 1 E zugrunde und hält den Niveauunterschied der Testmassen bei $d = 0,50 \text{ m}$, so muß die Meßschwelle der Beschleunigungssensoren $5 \cdot 10^{-10} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ betragen. Das Messen von Beschleunigungen dieser Größenordnung kann durchaus mit mechanischen-schwingungsfähigen-Systemen, wie sie im Gravimeterbau üblich sind, erreicht werden.

Das Blockschaltbild für dieses Prinzip eines Gradiometers, für das ein Patent angemeldet wurde /9.4/, wird im Bild 9.3 gezeigt. Die Aufhängung der beiden Testmassen 1 und 2 erfolgt zum Beispiel über je zwei Hebel 3, 4 und 5, 6, die Spannbänder 7 und 8 sowie die Federn 10 und 12, so daß zwei schwingungsfähige Feder-Masse-Systeme entstehen. Jedes System ist mit einem positionsempfindlichen Sensorelement 14 und 15 ausgestattet. Beide Sensorelemente detektieren die Bewegungen der Testmassen. Das positionsempfindliche Sensorelement 16 detektiert den Vertikalgradienten G_V . Die drei Sensorelemente 14, 15 und 16 sind als kapazitive D-Sensorelemente ausgeführt. Sie arbeiten in einer Sensorelektronik nach dem Verfahren mit Trägerfrequenzbrücke und analogem Lock-In-Meßsystem. Die Trägerfrequenz für die drei Sensorelemente wird durch einen amplitudenstabilisierten Generator erzeugt. In der zum jeweiligen Sensorelement gehörigen Sensorelektronik entsteht ein Meßsignal. Das Meßsignal der Sensorelektronik 1 ist dem vertikalen Schweregradienten G_V proportional. Nach Vergleich und Korrektur wird es über das nachfolgende Tiefpaßfilter zur Anzeige gebracht.

Die Einstellung beider Systeme auf möglichst gleiche Eigenfrequenz erfolgt durch Verändern der Länge l_1 für die Masse m_{2z} , so daß sich das wirksame Trägheitsmoment ändert. Die Masse m_{2z} wird zu diesem Zweck beispielsweise durch eine piezoelektrische Verstelleinrichtung verschoben.

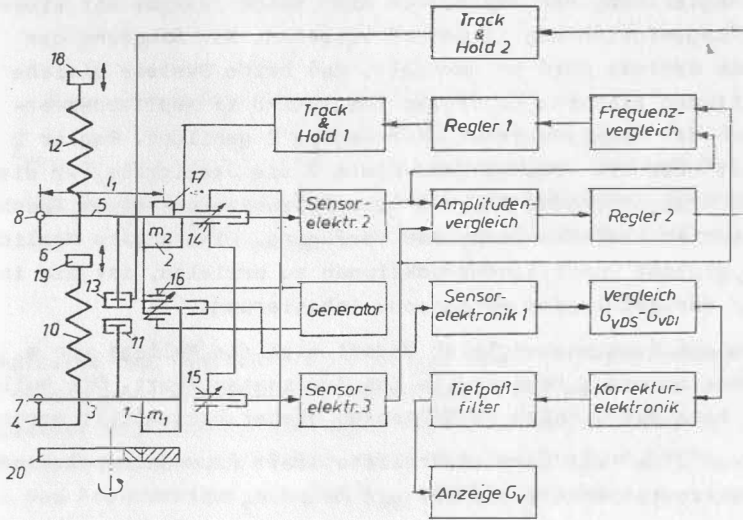


Bild 9.3 Prinzipschaltbild eines Vertikalgradiometers
1,2 = Testmasse; 3,4,5,6 = Hebelanordnungen;
7,8 = Spannbänder; 10,12 = Federn;
14,15,16 = kapazitive Sensorelemente;
17 = Zusatzmasse mit Verstelleinrichtung;
18,19 = Stellschrauben; 20 = Drehscheibe;
11,13 = Dämpfungseinrichtung

Die Regelabweichung ergibt sich aus dem Frequenzvergleich beider schwingungsfähiger Systeme. Die Sensorelektronik 2 und 3 liefern dem Schwingungsverhalten (Amplitude, Phase und Frequenz) beider Systeme entsprechende proportionale Signale. Zum Abgleich wird im Frequenzvergleich die Regelabweichung für den Regler 1 gebildet. Der Regler 1

ermittelt die Stellgröße, die über die Track-&Hold-Stufe 1 die Steuerspannung für die Verstelleinrichtung liefert.

Zur Angleichung der Amplituden sind beide Systeme mit einer Dämpfungseinrichtung 11 und 13 versehen. Die Dämpfung des oberen Systems wird so geregelt, daß beide Systeme gleiche Amplituden liefern. Zu diesem Zweck wird im Amplitudenvergleich die Regelabweichung für Regler 2 gebildet. Regler 2 stellt über die Track-&Hold-Stufe 2 die Stellgröße für die Dämpfungseinrichtung 13, die beispielsweise aus einem Tauchspulsystem bestehen kann, zur Verfügung. Eine andere Möglichkeit, gleiche Übertragungsfunktionen zu erzielen, ist die in /9.5/ vorgeschlagene dynamische Astasierung.

Durch den Frequenzvergleich ändert sich die Nulllage von m_2 , welches zu einer Fehlanzeige des Gradienten führt. Die Nulllage kann durch folgende Maßnahmen wieder hergestellt werden:

- durch eine regelbare zusätzliche Kraft (zum Beispiel eine elektrostatische), die auf die Masse m_2 wirkt
- durch Verändern des Angriffspunktes 18 der Feder 12 (zum Beispiel eine piezoelektrische Verstelleinrichtung)

Es kann aber auch auf eine Verstellung verzichtet werden, wenn die sich ergebende Positionsänderung bei der Kalibrierung durch die Drehscheibe berücksichtigt wird. Die Lageänderung von m_2 wird dann, genau wie eine sich einstellende unterschiedliche Drift beider Systeme, als Korrekturwert am Meßwert für G_V angebracht.

Zur Kalibrierung wird unterhalb der Massen 1 und 2 eine Drehscheibe 20 mit unterschiedlicher Massenverteilung angeordnet, die durch einen Motor angetrieben wird. Infolge der Drehung wird ein "künstlicher" Gradient erzeugt, dessen prinzipieller Verlauf im Bild 9.4 zu sehen ist. Die Differenz $G_{VD} = G_{VB} - G_{VA}$ ergibt eine konstante Differenz zweier Vertikalgradienten, die dem an der Meßstelle existierenden

Vertikalgradienten überlagert ist. Die Abweichungen von $G_{VD} = \text{const.}$ werden in der Korrektorelektronik berücksichtigt.

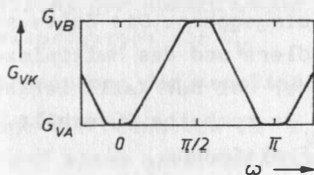


Bild 9.4
Prinzipieller Verlauf des Vertikalgradienten, hervorgerufen durch die Drehscheibe

Zur Aufnahme der Kennlinie $G_V = f(U_{M1})$ des Vertikalgradiometers werden unterschiedliche Massen über oder unter dem Gradiometer angeordnet, die einen weiteren "künstlichen" Gradienten erzeugen. Bild 9.5 zeigt die qualitative Kennlinie des Gradiometers, in der G_{VD} eingetragen ist.

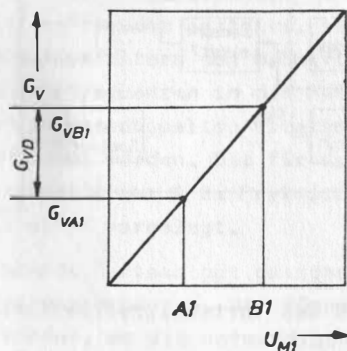


Bild 9.5
Ideale Kennlinie des Vertikalgradiometers $G_V = f(U_{M1})$

Mit dem vorgestellten Gradiometerkonzept ist die relative Messung des vertikalen Schweregradienten möglich. Es kann seine orts- und seine zeitabhängige Änderung bestimmt werden. Die Kalibrierung für eine Meßreihe ist stets am gleichen Ort durchzuführen, um einen Bezugsgradienten zu haben.

Das Blockschaltbild eines Vertikalgradiometers mit Meßcomputer ist im Bild 9.6 dargestellt. Hier werden die Steuer- und Regelfunktionen durch den Meßcomputer übernommen. Die Sensorsignale der Sensorelektronik 1, 2 und 3 werden über einen Multiplexer durch den Analog-Digital-Wandler digitalisiert und in den Meßcomputer eingegeben. Die Zeitsynchronisation des Analog-Digital-Wandlers und des Multiplexers erfolgt durch den Meßcomputer, der bei der Kalibrierung extern einen Synchronimpuls der Drehscheibe 20 erhält. Der Meßcomputer übernimmt folgende Funktionen:

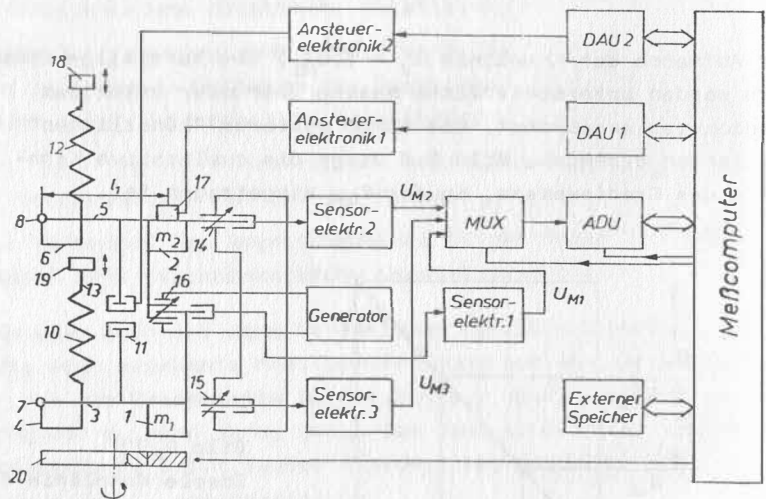


Bild 9.6 Prinzipschaltbild des Vertikalgradiometers mit Meßcomputer
Bezeichnungen s. Bild 9.3

- Frequenzvergleich der Sensorsignale U_{M2} und U_{M3} zur Ermittlung der Stellgröße für die Verstelleinrichtung 17 der Masse m_{2z} durch einen Softwareregler. Die Stellgröße wird über den Digital-Analog-Wandler 1 und die Steuerelektronik 1 bereitgestellt.

- Amplitudenvergleich der Sensorsignale U_{M2} und U_{M3} zur Ermittlung der Stellgröße für die Dämpfungseinrichtung 13. Die Stellgröße stellt DAU 2 und Steuerlektronik 2 zur Verfügung.
- Ermittlung der Abweichungen von G_{VD} und Berechnung des Korrekturfaktors für G_V
- Linearisierung der Kennlinie $G_V = f(U_{M1})$
- Anzeige des Meßwertes von G_V auf dem Display und Speicherung auf einem externen Datenträger

Das Prinzip rotierender Systeme besteht ebenfalls in einer Beschleunigungsmessung in zwei verschiedenen Niveaus. Die Beschleunigungssensoren rotieren jedoch um eine horizontale Achse. Ein typischer Vertreter dieser Gruppe ist das Bell-Gradiometer in /9.6/. Es besteht aus einer rotierenden Scheibe, auf der orthogonal zueinander vier hochempfindliche Beschleunigungssensoren angeordnet sind. Die Differenz der Meßwerte gegenüberliegender Beschleunigungssensoren ist ein Maß für den Schweregradienten. Da der Meßwert mit der doppelten Rotationsfrequenz auftritt, ist durch eine Frequenzanalyse ein Herausfiltern des Meßwertes möglich, ohne daß auftretende Störfrequenzen in das Meßergebnis eingehen. Nur Störungen in der doppelten Rotationsfrequenz können nicht herausgefiltert werden. Die für das Bell-Gradiometer angegebene Meßschwelle ist 1 E. Praktische Ergebnisse wurden jedoch noch nicht vorgelegt.

Für rotierende Systeme gut geeignet sind piezoelektrische Beschleunigungssensoren. Sie müssen jedoch noch weiterentwickelt werden, um die notwendigen Empfindlichkeiten von $10^{-9} \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}/\text{Digit}$ zu erreichen.

Dem Autor ist nicht bekannt, daß es gegenwärtig ein funktionsfähiges terrestrisches Gradiometer auf dem Markt gibt. Der hier beschriebene Vorschlag für den Bau eines Gradiometers erscheint erfolgversprechend, obwohl noch zahlreiche Detailprobleme zu lösen sind. Bei einer Realisierung wäre ein Auf-

bau des mechanischen Systems aus Quarz in Erwägung zu ziehen. Mit der Weiterentwicklung der supraleitenden Technik besteht die Möglichkeit, die mechanischen Systeme auch durch zwei in gleicher Weise über einen kapazitiven Sensor gekoppelte Systeme, nach dem Prinzip des supraleitenden Gravimeters, zu ersetzen. Beide Systeme können in Reihe geschaltet werden, so daß sie den gleichen elektrischen Bedingungen unterliegen. Ein Abgleich beider Systeme dürfte denn entfallen. Der Sensor und die Sensorelektronik können in gleicher Weise verwendet werden. Für den Aufbau eines Horizontalgradiometers sind analoge Betrachtungen zugrunde zu legen.

10. Sensoren für Strainmeter

Die auf der Basis des Standardlängennormals arbeitenden Strainmeter führen die kontinuierliche Messung des Abstandes zweier Meßpunkte A und B auf die Messung einer differentiellen Längenänderung zurück. Sie benötigen einerseits ein für die Messung ausreichendes stabiles Standardlängennormal, aber auch hochauflösende positionsempfindliche Sensoren und eine Kalibriereinrichtung /10.1/.

10.1 Grundsätzliche Anforderungen an die Baugruppen

Das Standardlängennormal mechanischer Strainmeter wird durch einen Invarstab, Invardraht oder ein Quarzrohr gebildet. Diese Materialien werden wegen ihres geringen Temperaturkoeffizienten von ca. $(10^{-7}$ bis $10^{-8}) \text{ K}^{-1}$ ausgewählt. Bei einer Temperaturschwankung von $\pm (10^{-2}$ bis $10^{-3}) \text{ K}$ können Meßschwelle von $\chi_{SS} = 10^{-10}$ erreicht werden. Bei der Installation ist zu beachten, daß andere Umwelteinflüsse, wie Luftdruck und Luftfeuchtigkeit, das Standardlängennormal hinsichtlich seiner Längenabweichung so wenig wie möglich beeinflussen.

Ein optisches Standardlängennormal, das mit einem Laser zum Beispiel unter Nutzung des Michelson-Interferometers aufgebaut werden kann, erfordert einerseits einen erheblichen technischen Aufwand, andererseits konnten damit keine besseren Ergebnisse als mit Stangenstrainmetern erzielt werden /10.9/. Jedoch kann die Länge des Meßnormals beim Laserstrainmeter problemlos auf mehrere Kilometer vergrößert werden. Damit werden weitspannige Strainmessungen möglich, die derzeit mit körperlichen Meßnormalen (Stange, Draht) nicht zu realisieren sind. Mit der Weiterentwicklung der Lasertechnik (Halbleiterlaser) und der interferometrischen Auswertung (integrierte Optik in Verbindung mit CCD-Technik) wird das Laserstrainmeter sicher in größerem Maße zur Anwendung kommen.

Besondere Sorgfalt ist bei der Installation der Meßpeiler (feste Ankopplung an das Gebirge der Meßplatzumgebung) notwendig, weil separate Bewegungen des Meßpeilers direkt in das Meßergebnis eingehen.

Die Meßschwelle des positionsempfindlichen Sensors sollte 1 nm sein, wenn eine Länge des Strainmeters von 10 m und eine Meßschwelle von $X_{SS} = 10^{-10}$ zugrunde gelegt wird. Insbesondere ist die Drift des Sensors über lange Zeit gering zu halten so daß sie unterhalb der für die Meßaufgabe benötigten Meßschwelle liegt. Sensoren, die eine automatische Nullpunkt-korrektur gestatten, eignen sich deshalb besonders für den Einsatz bei Strainmessungen.

Denkbar ist auch die Nutzung der elastischen Eigenschaften von Lichtwellenleitern für Strainmessungen (s. Bild 10.1). Infolge einer Längenänderung des LWL ändert sich die Phase des durch sie laufenden kohärenten Lichtes gegenüber einem nicht gestreckten LWL. Durch die Längenänderung des LWL ändern sich der Kerndurchmesser, der Brechungsindex und der axiale Strahlungsfaktor des LWL /5.20/. Diese Parameter sind von den Materialeigenschaften, der Gestaltung und den Abmessungen des LWL abhängig. Zum Zweck der Strainmessung wird der ca. (30 bis 100) m lange LWL 1 am Gebirge durch Ankleben befestigt. Er führt dann die gleichen Bewegungen wie das

anliegende Gestein in diesem Teilstück aus. Die Abstandsänderung der Meßpunkte A und B wird durch interferometrische Auswertung im Vergleich zum nicht mit dem Gebirge verbundenen LWL 2 ausgewertet. Diese Anordnung ist auch als Strainseismometer einsetzbar. Eine experimentelle Erprobung sollte durchgeführt werden.

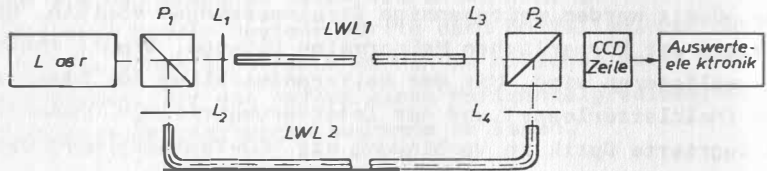


Bild 10.1 Prinzip eines faseroptischen Strainmeters mit interferometrischer Auswertung
LWL 1, LWL 2 = Lichtwellenleiter
 P_1, P_2 = Umlenkprismen
 L_1, L_2, L_3, L_4 = Stablinnen

Geht man davon aus, daß die Längenänderungen des Standardlängennormals im vorgegebenen Toleranzbereich liegen, so ist eine Kalibrierung des positionsempfindlichen Sensors erforderlich. Zu diesem Zweck muß eine definierte Positionsänderung auf den Sensor gegeben werden. Bisher vielfach eingesetzt wurde die magnetostruktive Kalibrierung /10.3/, mit deren Hilfe das Standardlängennormal um einen bestimmten Betrag verlängert wird, um danach wieder seine alte Position einzunehmen. Eine definierte Positionsänderung innerhalb des Sensorelementes durch eine mechanische Verstellung sowie die Kalibrierung mit einem Laserinterferometer sind andere Varianten.

10.2 Einsatz des kapazitiven Sensors am Quarzrohrstrainmeter

Bei der Konstruktion eines Strainmeters erfüllt der kapazitive Sensor in guter Näherung die an den positionsempfindlichen Sensor gestellten Anforderungen. Er wurde in seiner Differentialanordnung nach Bild 4.13 und Bild 4.15 an ein 3,11 m langes Quarzrohrstrainmeter zur Messung von Δl montiert (s. Bild 10.2). Die mechanische Justierung kann nach /10.5/ noch einfacher und präziser vorgenommen werden. Der kapazitive Sensor arbeitet hier im Dielektrikum Luft. Empfindlichkeitsschwankungen infolge Luftfeuchtigkeitsänderungen konnten nicht festgestellt werden. Beim Einsatz in Gebieten mit hoher Luftfeuchtigkeit empfiehlt es sich, das

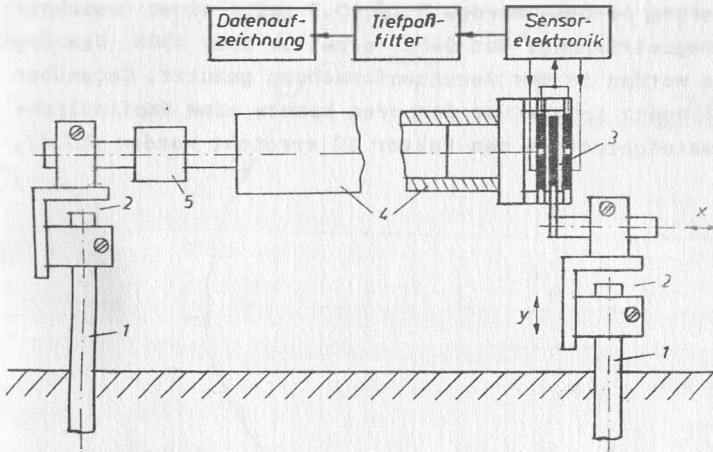


Bild 10.2 Prinzip des Quarzrohrstrainmeters der Station Tiefenort mit kapazitivem Sensor
1 = Meßpfiler; 2 = Befestigungs- und Justier-
einrichtung für kapazitives Sensorelement 3 und
Quarzrohr 4; 5 = magnetostruktive Kalibrierein-
richtung

kapazitive Sensorelement in einer Flüssigkeit, zum Beispiel Öl, unterzubringen. Das Strainmeter ist in einem Salzbergwerk (Station Tiefenort) installiert. In der Station beträgt die Temperatur $(17 \pm 0,1)^{\circ}\text{C}$. Zur Thermostatierung ist das Strainmeter mit Schaumstoff umgeben, so daß die Temperaturschwankungen mit $\pm 0,05$ K angegeben werden können. Die Kalibrierung des Strainmeters erfolgt magnetostriktiv. Eine Kalibrierung durch eine definierte Verstellung des kapazitiven Sensorelementes ist vorgesehen. Die definierte Verstellung kann beispielsweise durch ein Piezoverstellelement vorgenommen werden.

Die Empfindlichkeit des Strainmeters ist $S_S = 4,7 \cdot 10^{-10}/\text{mm}$. Sie berechnet sich aus der Meßschwelle für $\Delta l = 1,467 \cdot 10^{-9}$ m, die auf 1 mm Amplitude der Analogregistrierung bezogen wurde. Bild 10.3 zeigt einen Ausschnitt der Registrierung. Das Gerät arbeitet seit 1986. Die Ergebnisse werden in der Gezeitenforschung genutzt. Gegenüber dem Einsatz induktiver Sensoren konnte eine Empfindlichkeitssteigerung um den Faktor 10 erreicht werden /10.4/.

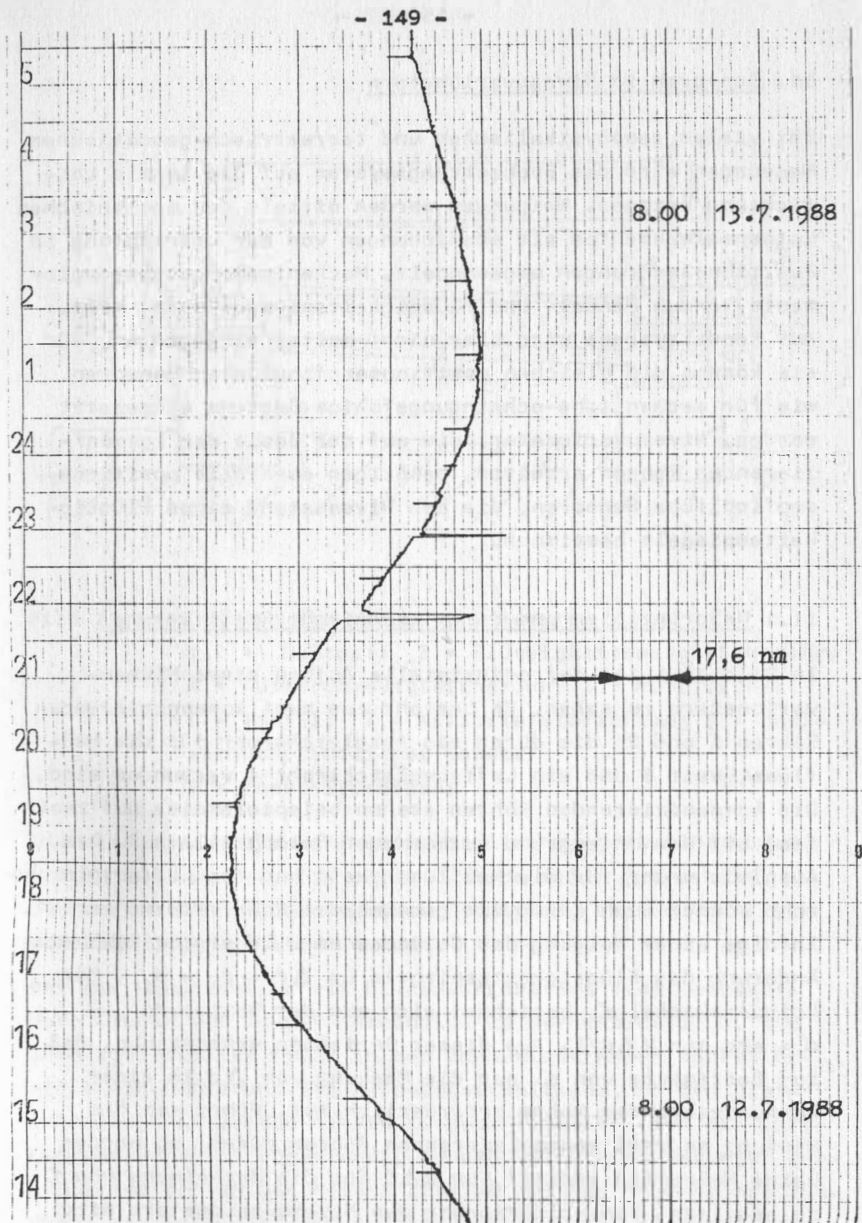


Bild 10.3 Teilstück einer Registrierung mit dem Quarzrohr-
 strainmeter $1 \text{ mm} = 1,467 \cdot 10^{-9} \text{ m}$,
 $S_S = 4,7 \cdot 10^{-10} / \text{mm}$

11. Sensoren in Niveauvariometern

Bei vielen geophysikalischen und terrestrisch-geodätischen Messungen wird das Beobachtungssystem auf die lokale Lotrichtung bezogen. Neigungen werden mittels des mechanischen Lotsensorelementes als Abweichungen von der Lotrichtung in Positionsänderungen umgewandelt. Mechanische Lotsensorelemente können Pendel- und Flüssigkeitsniveausysteme sein. Auf Pendelsysteme wird hier nicht weiter eingegangen. Für sie können die gleichen positionsempfindlichen Sensoren wie für mechanische-schwingungsfähige-Systeme eingesetzt werden. Niveauvariometer, die auf der Basis der kommunizierenden Röhren arbeiten, benötigen ebenfalls positionsempfindliche Sensoren, die den Niveaustand eines Flüssigkeitsspiegels bestimmen.

11.1 Meßprinzipien und deren technische Realisierung

Im Bild 11.1 ist der prinzipielle Aufbau eines Niveauvariometers zu sehen. Es besteht aus zwei kommunizierenden Röhren 1 und 2, die durch ein Ausgleichrohr für die Meßflüssigkeit 3 und ein Luftausgleichrohr 4 verbunden sind. Die kommunizierenden Röhren stehen beispielsweise auf zwei fest mit dem Untergrund verbundenen Betonpfeilern 5. Das Ausgleichrohr für die Meßflüssigkeit und das Luftausgleichrohr können auch durch ein gemeinsames Rohr ersetzt werden. Infolge einer Neigung des Geländes um $2 \Delta d$ ergibt sich eine Änderung des Flüssigkeitsspiegels um $\Delta d = d_2 - d_1$. Der Neigungswinkel α berechnet sich aus der Beziehung $\alpha = \arctan 2 \Delta d / l$. Aus dieser Beziehung erkennt man, daß zur Bestimmung von α nur die Messung von Δd in einer kommunizierenden Röhre erforderlich ist. Führt man die Messung an zwei kommunizierenden Röhren durch, so werden beide Meßgrößen addiert, um $2 \Delta d$ für die Berechnung von α zu erhalten. Die Kalibrierung des Niveauvariometers wird durch eine definierte Niveauänderung der Meßflüssigkeit ausgeführt, in dem man den Kolben 7 mehr oder weniger tief in die Meßflüssigkeit eintaucht.

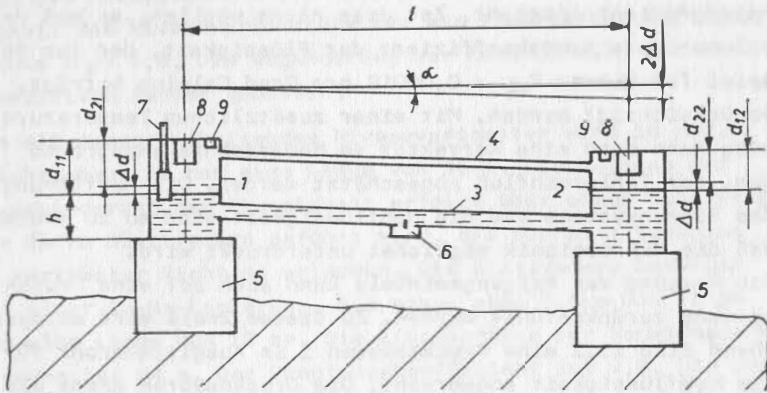


Bild 11.1 Prinzip des Niveauvariometers

- 1, 2 = Meßtopf; 3 = Flüssigkeitsausgleichsrohr;
- 4 = Luftdruckausgleichsrohr; 5 = Meßpfeiler;
- 6 = Ventil; 7 = Kalibriereinrichtung 8 = positionsempfindlicher Sensor;
- 9 = Temperatursensor

Die Messung von Δd kann grundsätzlich nach zwei Methoden vorgenommen werden. Die erste Methode mißt Δd direkt. Die zweite Methode nutzt einen Schwimmer, dessen Vertikalverschiebungen gemessen werden.

Bei der Konstruktion von Niveauvariometern sind insbesondere Druck- und Temperatureinfluß zu berücksichtigen. Ein unterschiedlicher Druck in den kommunizierenden Röhren bewirkt eine Änderung des Flüssigkeitsniveaus. Um den gleichen Druck in beiden Röhren zu gewährleisten, ist ein Luftausgleichsrohr 4 angebracht, so daß Luftdruckänderungen ausgeglichen werden und keinen Einfluß auf das Meßergebnis ausüben. Man kann auch einen Überdruck im Gefäß erzeugen, der zusätzlich die Oberfläche der Flüssigkeit glättet. Der Einfluß unterschiedlicher Temperaturen an beiden Röhren ist

schwer ausgleichbar. Bei der Messung ist deshalb darauf zu achten, daß die Temperatur konstant bleibt und kein Temperaturgradient entsteht. Ist dies nicht möglich, so muß der Volumenausdehnungskoeffizient der Flüssigkeit, der zum Beispiel für Wasser $K_{\alpha} = 0,00018$ pro Grad Celsius beträgt, berücksichtigt werden. Mit einer zusätzlichen Temperaturmessung kann dann eine Korrektur am Meßergebnis angebracht bzw. der Fehlereinfluß abgeschätzt werden. Die Ausführung des Röhrensystems und die Meßflüssigkeit sind so zu wählen, daß die Mikroseismik möglichst unterdrückt wird. Die Messung des Neigungswinkels kann auch auf eine Druckmessung zurückgeführt werden. Zu diesem Zweck wird entsprechend Bild 11.2 eine Druckmembran 1 im Ausgleichsrohr für die Meßflüssigkeit angebracht. Die Druckmembran dient als Mittelplatte eines kapazitiven D-Sensorelementes. Das in /10.1/ beschriebene Niveauvariometer benutzt eine Membran aus einer Kupfer-Beryllium-Legierung. Die Membran hat einen

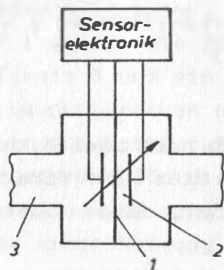


Bild 11.2

Membrananordnung im Ausgleichsrohr für die Meßflüssigkeit nach /10.1/

1 = Druckmembran; 2 = D-Sensorelement; 3 = Flüssigkeitsausgleichsrohr

Durchmesser von $80 \mu\text{m}$. Die Steilheit der Weg-Druck-Kennlinie der Membran ist $25 \text{ nm}/\mu\text{bar}$. Bei einer Länge des Niveauvariometers von 170 m ergibt sich für die maximale Gezeitenamplitude ein Wert von $\Delta d = 16,5 \mu\text{m}$. Die Meßschwelle für Δd wird mit 70 nm angegeben. Sie entspricht einer Druckänderung an der Membran von $2,8 \mu\text{bar}$. Hieraus ergibt sich die Meßschwelle für $\Delta \alpha$ von ca. $5 \cdot 10^{-5}$. Bei einer

Herabsetzung der Meßschwelle für Δd kann die Empfindlichkeit des Niveauvariometers noch gesteigert werden. Die Flüssigkeit des Niveauvariometers ist ein Fluorcarbon mit einer Dichte $K_p = 1,8$. Die Wegänderung der Membran wird mit einem kapazitiven Sensor gemessen.

Ein mit Wasser arbeitendes Niveauvariometer wird in /10.2/ beschrieben. Es hat eine Länge von 36 m. Die Messung der Niveauänderung der Flüssigkeit erfolgt über einen Schwimmer, der durch Blattfedern geführt wird, die nur eine Bewegung in vertikaler Richtung erlauben. Die Blattfedern bestehen aus einer Cu-Be-Legierung. Sie haben eine Dicke von $75 \mu\text{m}$ und eine Länge von 18 mm. Die Eigenperiode der Schwimmeranordnung ist 64 s. Der Dämpfungskoeffizient ist 0,8. Die vertikale Bewegung des Schwimmers wird durch einen induktiven Sensor nach dem Prinzip des Differentialtransformators detektiert. Die Nichtlinearitäten des Sensors einschließlich der Sensorelektronik sind kleiner als 0,08 % im Bereich $\pm 100 \mu\text{m}$. Die Empfindlichkeit wurde nicht angegeben. Die Kalibrierung des Niveauvariometers erfolgt durch Eintauchen von Kugeln in die Flüssigkeit oder Hinzufügen einer entsprechenden Flüssigkeitsmenge, die das Niveau der Flüssigkeit verändern.

In /10.3/ wird ein 22 m langes Quecksilber-Niveauvariometer beschrieben. Es besteht aus drei Meßtöpfen von 10 cm Durchmesser, die kommunizierende Röhren darstellen. Diese drei Meßtöpfe sind mit zwei Kunststoffrohren verbunden, so daß ein Niveauvariometer entsprechend Bild 11.1 entsteht. In den Meßtöpfen und Luftdruckausgleichsrohren befindet sich über dem Quecksilber ein Stickstoffgas mit einem geringen Überdruck, um die Oberfläche des Quecksilberspiegels zu glätten und das System zusätzlich zu dämpfen. Außerdem verhindert das Stickstoffgas eine Oxydation des Quecksilbers. Diese Oxydation kann auch durch eine dünne Silikonschicht über dem Quecksilber verhindert werden.

Zur Kalibrierung des Niveauvariometers dient ein Kolben, der in die Flüssigkeit eintaucht. Durch Heben und Senken

des Kolbens wird der Quecksilberspiegel in seinem Niveau geändert. Die Niveauänderungen werden kapazitiv gemessen. Die erste Platte eines Kondensators ist über dem Quecksilberspiegel angeordnet. Sie kann durch eine Mikrometerschraube in der Höhe verstellt werden. Die zweite Kondensatorplatte wird durch das Quecksilber gebildet. Die durch Kondensatorplatte und Quecksilberspiegel gebildeten Kondensatoren arbeiten in einer Trägerfrequenzbrückenschaltung. Der mittlere Meßtopf ist ständig in der Brückenschaltung enthalten. Die Meßtöpfe an den Enden des Niveauvariometers werden abwechselnd in den Brückenweig geschaltet. Es erfolgt also eine Differenzmessung der Niveauänderungen zwischen dem mittleren und den beiden Meßtöpfen an den Enden des Niveauvariometers, so daß jeweils die Neigungen zwischen der Mitte und den Enden des Niveauvariometers detektiert werden.

Die Steilheit der Kennlinie des Meßsystems, das aus kapazitivem Sensorelement und Sensorelektronik besteht, ist $1 \text{ V}/10^{-2} \text{ pF}$. Die angegebene Meßschwelle ist $10^{-6} \text{ pF} = 10^{-11} \text{ m}$. Der Abstand zwischen Kondensatorplatte und Quecksilberspiegel beträgt 0,5 mm. Die Kapazität eines Kondensators ist 54 pF. Die Variationen der Gezeiten betragen etwa $0,5 \text{ pF} = 4,6 \cdot 10^{-6} \text{ m}$. Aus der Meßschwelle für $\Delta d = 10^{-11} \text{ m}$ ergibt sich bei der Basislänge von 11 m eine theoretische Meßschwelle für $\Delta \alpha = 2 \cdot 10^{-7}''$. Dieses Ergebnis zeigt, daß eine praktische Meßschwelle für $\Delta \alpha = 10^{-5}''$ durchaus erreichbar ist.

Die Eigenschwingung und die Dämpfung des Niveauvariometers sind abhängig von der Viskosität der Flüssigkeit, der Basislänge und den Durchmessern der Meßtöpfe und des Ausgleichsrohres für die Meßflüssigkeit. Diese Eigenschaften sowie die wesentlichen Fehlereinflüsse können mit der Bernoullischen Gleichung erfaßt und beschrieben werden /11.4/. Das in /10.3/ vorgestellte Niveauvariometer hat eine Resonanzfrequenz von 0,013 Hz und einen Dämpfungsfaktor von 0,8.

11.2 Einsatz kapazitiver Sensoren für Niveauvariometer

Die folgenden Ausführungsbeispiele zeigen die weitere Nutzung von kapazitiven Sensorelementen in Niveauvariometern.

Im Bild 11.3 sind zwei kapazitive Sensorelemente zur direkten Messung von Niveauunterschieden abgebildet. Die Anordnung a) nutzt die Änderung des wirksamen Dielektrikums in Form eines geschichteten Kondensators. Mit einer Änderung des Niveaustandes der Flüssigkeit d_2 , die zwangsläufig eine Änderung von d_1 bewirkt, ist die Änderung des wirksamen Dielektrikums verbunden. Die Meßschwelle der Anordnung wird um so größer, je weiter die Werte der Dielektrizitätskonstanten auseinanderliegen. Voraussetzung für die Nutzung dieses Prinzips ist die Verwendung einer elektrisch nicht leitenden Flüssigkeit.

Bei der Anordnung b) wird eine wirksame Kondensatorplatte durch die Flüssigkeit gebildet. Voraussetzung hierfür ist, daß es sich um eine elektrisch leitende Flüssigkeit handelt. Die Kapazitätsänderung ergibt sich durch Ändern des Niveaustandes d der Flüssigkeit.

Beiden Anordnungen ist gemeinsam, daß die Abhängigkeit der Kapazitätsänderung vom Niveaustand der Flüssigkeit nicht linear verläuft. Durch eine Schaltungsanordnung mit einem Ladungsverstärker kann eine Linearisierung der Kennlinie erreicht werden. Eine Schaltung zweier Kondensatoranordnungen in Differentialschaltung, die eine Kennlinienlinearisierung bringt, ist ebenfalls möglich, wie die Anordnungen b) und c) zeigen. Die Meßkondensatoren befinden sich in einer Trägerfrequenzbrückenschaltung und werden praktisch als D-Sensorelement verwendet.

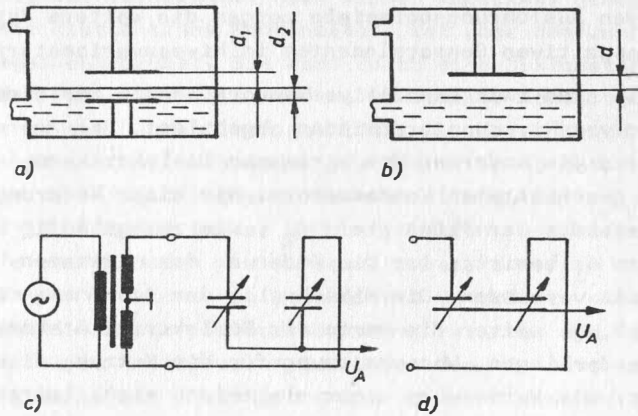


Bild 11.3 Kapazitiver Sensor zur Messung von Niveauunterschieden

- a) Plattenkondensatoranordnung nach dem Prinzip der Änderung des wirksamen Dielektrikums (geschichteter Plattenkondensator)
- b) Plattenkondensator nach dem Prinzip der Änderung des Plattenabstandes
- c), d) Schaltung von 2 Meßkondensatoren in Differentialschaltung

Zwei Ausführungsbeispiele zur Messung von Niveauunterschieden mittels eines Schwimmkörpers unter Ausnutzung des Archimedischen Prinzips sind im Bild 11.4 dargestellt. In Anordnung a) arbeitet das D-Sensorelement nach dem Prinzip der Änderung der wirksamen Kondensatorfläche. Bei der Anordnung b) ändert sich der Plattenabstand. Zur Auswertung der Kapazitätsänderungen kann ebenfalls die entwickelte Sensorelektronik nach /4.9/ eingesetzt werden.

Mit entsprechend gestalteten Niveauvariometern können Meßschwelle bis 10^{-5} m erreicht und die in 3.2.2 beschriebenen Aufgabenstellungen bearbeitet werden. Gegenüber den 1969 in /11.5/ erreichten Ergebnissen ist ein Senken der Meßschwelle um 2 bis 3 Zehnerpotenzen möglich.

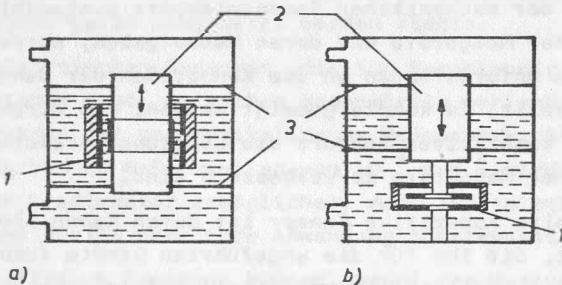


Bild 11.4 Kapazitiver Sensor zur Messung von Niveauunterschieden mit Hilfe eines Schwimmkörpers

- a) D-Sensor-Anordnung nach dem Prinzip der wirksamen Kondensatorfläche
- b) D-Sensor-Anordnung nach dem Prinzip der Änderung des Plattenabstandes

1 = kapazitives D-Sensorelement;

2 = Schwimmkörper; 3 = Schwimmkörperfedern

11. Zusammenfassung und Ausblick

In den geophysikalischen Meßgeräten, die die Meßgröße zunächst in eine differentielle Längenänderung umwandeln, sind die positionsempfindlichen Sensoren eine wichtige Baugruppe für die Leistungsfähigkeit dieser Geräte. Ausgehend von der Kurzdarstellung der mechanischen Sensorelemente ausgewählter geophysikalischer Meßgeräte und deren Meßaufgaben, wurden die wesentlichen Anforderungen an die Kenngrößen der Sensoren zusammengestellt. Es konnte gezeigt werden, daß durch den Einsatz des kapazitiven Sensors die Leistungsparameter geophysikalischer Meßgeräte zu verbessern sind.

Der entwickelte kapazitive Sensor ist durch Kenngrößen charakterisiert, die ihn für die angeführten Geräte favorisieren. Er zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus: hohe Empfindlichkeit, niedrige Meßschwelle, lineare Kennlinie, großen linearen Meßbereich und berührunglosen Meßsignalabgriff. Das Sensorelement kann der jeweiligen Meßaufgabe angepaßt werden. Mit dem Verfahren der automatischen Nullpunktkorrektur arbeitet er praktisch driftfrei. Ein nicht zu übersehender Vorteil ist die Kombination von positionsempfindlichem Sensor und elektrostatischer Kraftkompensation, mit deren Hilfe Feedbackmeßsysteme aber auch schwingungsfähige Systeme aufgebaut werden können.

Feedbackmeßsysteme grenzen den Arbeitsbereich mechanischer-schwingungsfähiger-Systeme soweit ein, daß die Elektronik den Meßbereich bestimmt. Hierdurch wird die Leistungsfähigkeit des mechanischen Systems hinsichtlich Empfindlichkeitsschwankungen und stabilen Arbeitspunktes verbessert.

Der kapazitive Sensor erfüllt zwar die Anforderungen, die von den geophysikalischen Geräten gestellt werden, trotzdem stellen andere Sensorwirkprinzipien interessante Alternativen dar.

Die induktiven Sensoren, die eine große Verbreitung in der Meßtechnik gefunden haben, erreichen trotz der schwierigeren Beherrschbarkeit des magnetischen Feldes, der damit verbunde-

nen Streufelder, der vorhandenen Hysterese und der Wirbelstromverluste Meßschwellen bis in den nm-Bereich. Ihr Einsatz in geophysikalischen Geräten ist jedoch eingeschränkt.

Galvanomagnetische Sensoren können in Verbindung mit einem Magnetsystem zur Positionsbestimmung bis in den nm-Bereich eingesetzt werden. Zur Nutzung des Wiegand-Sensors sind weitere Untersuchungen nötig, wobei er als Grenzwertmelder für Überwachungsaufgaben eingesetzt werden könnte.

Die piezoelektrischen Sensoren, die für Beschleunigungsmessungen geeignet sind, erreichen gegenwärtig nur unbefriedigend die Forderungen der geophysikalischen Meßtechnik. Ihre Weiterentwicklung bis zu Meßschwellen von $10^{-9} \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ wird den Aufbau rotierender Gradiometer ermöglichen. Auch für seismische Untersuchungen dürfte dann ihre Anwendung interessant werden.

Die faseroptischen Sensoren können sowohl zur Messung differentieller Längenänderungen als auch zur unmittelbaren Messung geophysikalischer Größen genutzt werden. Das vorgeschlagene faseroptische Strainmeter sollte für Strainmessungen und seismische Messungen erprobt werden. Der optische Rotationsensor stellt ebenfalls eine interessante Entwicklung dar, die bei den vorausgesagten Meßschwellen für Neigungsmessungen einsetzbar ist.

Die interferometrische Auswertung, die die Lichtwellenlänge als natürliche Maßverkörperung nutzt, wird zunehmend eingesetzt, sowohl im Miniaturinterferometer, aber auch bei faseroptischen Sensoren.

Der Mikrowellenhohlraumensor, dessen Entwicklung durch die Fortschritte der Mikrowellentechnik ermöglicht wurde, kann in geophysikalischen Meßgeräten eingesetzt werden. Er muß jedoch noch konstruktiv bearbeitet werden.

Mit dem Einsatz des kapazitiven Sensors in Federgrevimetern konnten diese Geräte an das internationale Leistungsniveau herangeführt werden. Bei Strainmessungen hat sich seine Nutzung ebenfalls bewährt und führte zu einer Empfindlichkeitssteigerung.

Der Aufbau eines elektrostatischen Feld- oder Seegravimeters stellt eine Variante zu mechanischen und supraleitenden Systemen dar. Für Beschleunigungsmessungen auf der Plattform eines Satelliten ist das elektrostatische Meßprinzip besonders geeignet.

Durch die HTSL-Supraleiter wird der Aufbau von Gravimetern und Gradiometern erleichtert, weil der Kryostat einfacher aufgebaut werden kann. Zukünftige Konstruktionen sollten dieses Prinzip nutzen. Seine elektrisch-elektronische Realisierung stellt kein grundsätzliches technisches Problem dar. Zur Positionsbestimmung der Testmasse kann der kapazitive Sensor genutzt werden.

Das vorgestellte Konzept eines Vertikalgradiometers stellt eine Lösung zur Messung des vertikalen Schweregradienten dar, obwohl noch zahlreiche Detailprobleme zu lösen sind. Ein Aufbau in Quarztechnik könnte in Erwägung gezogen werden.

Bei Nutzung des kapazitiven Sensors in Niveauvariometern könnten Meßschwellen bis 10^{-5} erreicht werden.

Die breite Nutzung des kapazitiven Sensors kann weiter gesteigert werden, wenn der Vorschlag eines Hybridechaltkreises bzw. einer digitalen Sensorelektronik praktisch realisiert wird.

Symbolverzeichnis

A	Fläche
AT	Arbeitstemperaturbereich
AV	Auflösungsvermögen
A ϕ	Querschnitt des Kraftlinienweges
a	Beschleunigung
a _S	Störbeschleunigung
B	magnetische Induktion
BR	Rauschbandbreite
b	Breite
C	Kapazität
C _E	Eigenkapazität
C _L	Leitungskapazität
C _N	Nutzkapazität
C _P	Piezokapazität
C _S	Störkapazität
C _{Su}	Summenkapazität
c	Federkonstante
d	Abstand
E	elektrische Feldstärke
EB	Einsatzbereich
EM	Elastizitätsmodul
e	Fehlergrenze
e _E	Empfindlichkeitsfehler
e _L	Linearitätsfehler
e _N	Nullpunktfehler
e _{Re}	systematischer Restfehler
e _S	Standardabweichung
e _U	Meßuneicherheit
e _V	Vertrauensbereich
e _i	Einzelfehler
e _{ges}	Gesamtfehler
F	Kraft
F _E	elektrostatische Kraft
F _{EG}	elektrostatische Kraft zur Kompensation der Gewichtskraft

f_G	Grenzfrequenz
f_{Go}	obere Grenzfrequenz
f_{Gu}	untere Grenzfrequenz
f_0	Resonanzfrequenz
f_{OS}	Oszillatorfrequenz
f_Z	Zwischenfrequenz
G_1	dielektrischer Verlustleitwert
$G(j\omega)$	Frequenzgang
G_R	Frequenzgang Regeleinrichtung
G_S	Frequenzgang Regelstrecke
G_W	Frequenzgang des Führungsverhaltens
G_Z	Frequenzgang des Störverhaltens
G_V	vertikaler Schweregradient
g	Schwerebeschleunigung
H	magnetische Feldstärke
H_E	Erregerfeldstärke
H_P	Feldstärke des Permanentmagneten
H_X	magnetische Feldstärke in X-Richtung
I, i	Strom
I_{RV}	Rauschstrom des Verstärkers
i	Laufvariable
j	Regelabweichung
k	magnetischer Kopplungsfaktor
KB	Kanalbandbreite
K_D	Dämpfungsmaß
K_d	Dämpfungskonstante
K_B	Boltzmannkonstante
K_F	Korrekturfaktor
K_G	Gravitationskonstante
K_H	Hallkoeffizient
K_P	Übertragungsfaktor
K_V	Verstärkungsfaktor
K_α	Volumenausdehnungskoeffizient
K_ρ	Dichte
k^2	piezoelektrischer Kopplungsfaktor

K_0 bis K_5	Konstanten
K_{33}	Piezokonstante
L	Induktivität
L_E	Zuleitungsinduktivität
l	Länge
l_B	Abstand der Biegestellen des LWL
l_G	Microbendingbereich
l_K	Länge des LWL im Faserkreisels
l_L	im Luftspalt befindliche Drahtlänge
l_N	Basislänge des Niveauvariometers
l_S	Standardlänge
l_ϕ	Länge des Kraftlinienweges
M	Gegeninduktivität
m	Masse
MB	Meßbereich
M_X	Modulationsindex
n	Brechzahl
P	Leistung
P_r	Rauschleistung
P_p	piezoelektrische Leistung
Q	elektrische Ladung
R	Widerstand
R_E	Eingangswiderstand
R_F	Widerstand der Feldplatte
R_{FO}	Grundwiderstand der Feldplatte
R_L	Lastwiderstand
R_m	magnetischer Widerstand
R_V	Zuleitungswiderstand
r	Radius
r_E	Erdradius
r_K	Radius des Faserkreisels
r_L	Radius des LWL
r_S	Spulenradius
S	Empfindlichkeit
SB	Signalbandbreite
S_D	Empfindlichkeit des D-Sensorelementes
S_N	Empfindlichkeit des Niveauvariometers
S_P	Empfindlichkeit des piezoelektrischen Sensors

S _S	Empfindlichkeit des Strainmeters
S _E	piezoelektrischer Elastizitätskoeffizient
S _{E33}	piezoelektrischer Elastizitätskoeffizient für Längseffekt
T	Temperatur
T _P	Periodendauer
t	Zeit
t _E	Einstellzeit
t _o	Abtastzeit
t _S	t-Faktor für verschiedene statistische Sicherheiten
U _A	Gleichrichterwert
U, u	Spannung
U _A	Ausgangsspannung
U _B	Brückenspeisespannung
U _E	Eingangsspannung
U _G	Generatorspannung
U _G	Spannung zur Kompensation der Gewichtskraft
U _H	Hallspannung
U _K	Korrekturspannung
U _M	Meßspannung
U _O	Referenzspannung
U _P	piezoelektrische Spannung
U _R	Regelspannung
U _{Re}	Referenzspannung
U _r	Rauschspannung
U _{rV}	Rauschspannung des Verstärkers
U _S	Sensorspannung
U _{St}	Steuerspannung
U _V	Vergleichsspannung
V	Volumen
V _A	Amplitudenverhältnis
v	Geschwindigkeit
v _c	Lichtgeschwindigkeit
v _{st}	Störgeschwindigkeit
W	Schwerepotential
w	Windungszahl
w	Führungsgröße
WA	gespeicherte Energie eines Plattenkondensators

\underline{X}	Eingangsgröße, zu regelnde Größe
\bar{X}	Mittelwert der Meßwerte
X_i	Einzelmeßwert
X_M	Meßgröße
X_{MK}	korrigierter Meßwert
X_S	Meßschwelle
X_{SV}	Meßschwelle des elektrodynamischen Sensors
X_{SS}	Meßschwelle für Strainmessungen
$X_{S\alpha}$	Meßschwelle des Neigungswinkels
x	Koordinate
Y	Abbildungsgröße, Ausgangsgröße
Y	Stellgröße
\underline{Y}	Admittanz
Y_S	Ansprechschwelle
Y	Koordinate
Z	Störgröße
\underline{Z}	komplexer elektrischer Widerstand
Z_m	mechanische Eingangsimpedanz
Z_{el}	elektrische Ausgangsimpedanz
z	Koordinate
α	Neigungswinkel
β	Faktor zur Abschätzung des Streufeldes
α	Winkel
δ	Verlustwinkel
$\Delta\delta$	Verstimmung der Brücke
ϵ_{33}	piezoelektrische Dielektrizitätszahl für Längseffekt
ϵ_r	relative Dielektrizitätskonstante
ϵ_0	Dielektrizitätskonstante des Vakuums
ξ	mechanische Verzerrung
η	normierte Kreisfrequenz
Θ_H	Hallwinkel
κ	Wärmeleitwert
λ	Wellenlänge
λ_r	Resonanzwellenlänge
μ	relative Permeabilität
μ_n	Elektronenbeweglichkeit

μ_H	Hallbeweglichkeit der Elektronen
μ_0	magnetische Feldkonstante
μ_r	Permeabilitätszahl
ρ	spezifischer Widerstand
ρ_{Cu}	spezifischer Widerstand von Cu
σ	mechanische Spannung
τ	Torsionskonstante
Φ	magnetischer Fluß
ψ	Phasenwinkel
Ψ	verketteter magnetischer Fluß
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenkreisfrequenz
Ω	Drehrate

Literaturverzeichnis

- /2.1/ Grundbegriffe der Metrologie
TGL-Blatt 31550
- /2.2/ KRAUSS, M.; WOSCHNI, E.-G.: Meßinformationssysteme
Berlin, VEB Verlag Technik 1975
- /2.3/ NOVICKIJ, P.V.: Gütekriterien für Meßeinrichtungen
Berlin, VEB Verlag Technik 1978
- /2.4/ HART, H.: Einführung in die Meßtechnik
Berlin, VEB Verlag Technik 1975
- /3.1/ KISEL, W.A.: Analogowie i zifrowie korrekatory
"radio i swjas", Moskwa 1986
- /3.2/ METZGER, J.: Aufbereitung und Übertragung von Sensor-
signalen mittels integrierter Schaltungen
Technisches Messen 52. Jg., Heft 5, 1985, S. 208-210
- /3.3/ WEILAND, J.: Digitalisierung dynamischer Signale
Elektronik-Report 5, Mai 1985, S. 27-34
- /3.4/ HART, H.; LOTZE, W.; WOSCHNI, E.-G.: Meßgenauigkeit
Verlag Technik, Berlin 1987
- /3.5/ HURTIG, E.; STILLER, H.: Erdbeben und Erdbebengefähr-
dung
Akademie Verlag, Berlin 1984
- /3.6/ GRAF, A.: Gravimetrische Instrumente und Meßmethoden
Handbuch der Vermessungskunde, 10. Ausgabe
J.B. Metzlersche Verlagsbuchhandlung Stuttgart 1967
- /3.7/ TEUPSER, Ch.; UNTERREITMEIER, E.: Der elektronische
Dreikomponentenseismograph EDS 1, Theorie, Aufbau
und Wirkungsweise, Veröff. Zentralinstitut Physik
der Erde, 1977
- /3.8/ GRIDNEW, W.A.: Stazionarnyi kwarzewyi grawimetr
prilivnye deformazii semli, isdatelstwo "nauka" 1975

- /3.9/ RICHTER, B.: Das supraleitende Gravimeter
Verlag des Instituts für angewandte Geodäsie,
Frankfurt/Main, 1987
- /3.10/ BIER, A.: Ein Beitrag zur Entwicklung eines elektro-
statischen Gravimeters zum mobilen Einsatz auf See,
Diss. Technische Universität Berlin, 1981, D 83
- /3.11/ SCHNEIDER, M.: Zum internationalen Stand der Neigungs-
meßtechnik im Hinblick auf die Erfordernisse bei
der Untersuchung der rezenten Erdkrustenbewegungen.
Herausgegeben vom Nationalkomitee für Geodäsie und
Geophysik der DDR bei der Akademie der Wissenschaften
Reihe III, Heft 6, 1966
- /3.12/ MENTES, Gy.: Capacitive Pendulum with intelligent
data collection
Geodetical and Geophysical Research
Institute of Hungarian Academy of Sciences (GGRI)
Sopron, Hungary, Sonderdruck 1984
- /3.13/ BORCHERT, W.; NEUMEYER, J.: Studie Universalstrainmeter
Zentralinstitut für Physik der Erde, 1985
- /3.14/ MILITZER, H.; LINDNER, H.: Grundlagen der angewandten
Gravimetrie, Leipzig, VEB Deutscher Verlag für
Grundstoffindustrie 1981
- /3.15/ MILITZER, H.; SCHÜN, J.; STÖTZNER, U.; STOLL, R.:
Angewandte Geophysik, Leipzig, VEB Deutscher Verlag
für Grundstoffindustrie, 1978
- /3.16/ ELSTNER, C.: Zur Größenordnung möglicher Schwereva-
riationen in verschiedenen Spektralbereichen
Gerlands Beiträge Leipzig 89, 1980, 3/4, S. 195-204
- /3.17/ JORDAN, B.K.: Status of Moving-Base Gravity Gradio-
metry
Proc. 3 rd Int. Symp. Inertial Technology Surveying
and Geodesy, Banff, Canada 1985, Volume 2, S. 639-647
- /3.18/ BALMINO, G.: A Satellite Gravity Gradient (SGE)
Project for the Geoscience
CSTG-Bull. No. 9, Nov. 1985, S. 102-114

- /3.19/ NEUMEYER, J.; SIMON, D.: Studie "Untersuchungen zur Entwicklung eines Niveauvariometers"
Zentralinstitut für Physik der Erde, 1987
- /3.20/ SIMON, D.; SKALSKY, E.; JERABEK, J.: Application of man-made clefts for systematic changes of strain induced tilts
10 th Int. Symp. on Earth Tides Madrid, 1985, Proc. S. 835-841
- /3.21/ STARKOV, W.J.; STARKOVA, E.J.: Offiz. Mitteilung der sowj. Delegation anlässlich der Arbeitsgruppensitzung 14.3 "Erdgezeiten" in Prag, Nov. 1985
- /4.1/ BACHMAIR, H.; RAMM, G.: Optimierung des Signal-Rausch-Verhältnisses bei Wechselstrombrücken
Technisches Messen 49. Jg., Heft 7/8, 1982, S. 259-269
- /4.2/ Lock-In-Meßtechnik mit digitaler Signalauswertung
Elektronik, Arbeitsblatt Nr. 168 Elektronik Heft 2, 1985, S. 67-70
- /4.3/ KAMCKE, A.: Digitale Nullindikatoren für Wechselspannungsmeßbrücken
Elektronik Heft 1, 1985, S. 37-40
- /4.4/ ALBRECHT, H.: Kapazitive Sensortechnik
30. Internationales wissenschaftliches Kolloquium der Technischen Hochschule Ilmenau, Heft 2, 1985, S. 3-4
- /4.5/ BALCKE, E.; KRAUSE, H.: Grundlagen der analogen Schaltungstechnik
VEB Verlag Technik Berlin, 1981
- /4.6/ HERPY, M.: Analoge integrierte Schaltungen
Akademiai Kiado Budapest, 1976
- /4.7/ BOROS, A.: Electrical Measurements in Engineering
Akademiai Kiado Budapest, 1985

- /4.8/ MANUKIN, A.B.: K woprosu o lineinosti emkostnowo tschestotnowo preobresowetelja
Pribory i metody obrebotki grawiinerzialnych ismereni
Moskwe 1984, S. 120-131
- /4.9/ NEUMEYER, J.: Kapazitives Meßwertaufnahmesystem zur
Messung von Längenänderungen
radio fernsehen elektronik, Heft 11, 1984,
S. 703-705
- /4.10/ KOPEENIKOW, Ju.A.; MAZIEWSKII, S.A.; RYKOW, A.W.:
Emkostnyi preobrasowatel dlinoperiodnowo akselometra
Seismitscheskie pribory Wypusk 18, 1986
- /4.11/ SEIDEL, H.: Mikrocomputer kompatibles Sensorsystem
Wissenschaftliche Zeitschrift der TU Karl-Marx-Stadt,
27. Jg., 1985, H. 4, S. 553-565
- /5.1/ KRISCHKER, P.; GAST, T.: Induktiver Differential-
Querankergeber hoher Auflösung
Technisches Messen 49. Jg., Heft 2, 1982, S. 43-49
- /5.2/ LENK, A.: Elektromechanische Systeme, Bd. 3 Systeme
mit Hilfsenergie
VEB Verlag Technik Berlin, 1975
- /5.3/ HARWARDT, H.: Entwicklung, Aufbau und Erprobung von
Streinmetern für geophysikalische Problemstellungen
Bericht Zentralinstitut für Physik der Erde, 1978
- /5.4/ UNTERREITMEIER, E.; BOHL, W.: Induktiver Wegaufnehmer
WP G01 B/2352426
- /5.5/ LENK, A.: Elektromechanische Systeme, Bd. 1 Systeme
mit konzentrierten Parametern
VEB Verlag Technik Berlin, 1975
- /5.6/ HÖFT, H.: Passive elektronische Bauelemente
VEB Verlag der Technik Berlin, 1977
- /5.7/ MÜSCHWITZER, A.: Formeln der Elektrotechnik und
Elektronik
VEB Verlag Technik Berlin, 1986

- /5.8/ HEYWANG, W.: Sensorik
Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York,
Tokio, 1984
- /5.9/ FRITZSCH, H.: Sensoren, moderne Funktionselemente für
die Rationalisierung fertigungstechnischer Prozesse
Akademie Verlag Berlin, 1985
- /5.10/ GRAICHEN, G.: Die Feldplatte - Theorie, Kennwerte und
Anwendung. radio fernsehen elektronik 30. Jg., 1981,
Heft 10, S. 663-667
- /5.11/ INGENSAND, H.: Ein Beitrag zur Entwicklung und Unter-
suchung hochgenauer elektronischer Neigungsmaßsysteme
für kontinuierliche Messungen
Verlag der Bayerischen Akademie der Wissenschaften
München, Reihe C, Heft 308, 1985
- /5.12/ WIEGAND, J.R.: Method of Manufacturing Bistable
Magnatic Divice
United States Patent 3.892.118 July 1, 1975
- /5.13/ WIGEN, P.E.: Wigand wire new material for magnetic
based devices
Electronics July 10 th, 1975
- /5.14/ GEVALTER, H.-J.; KUERS, G.: Wiegend-Sensoren für Weg-
und Geschwindigkeitsmessungen
Technisches Messen 51. Jg., Heft 4, 1984, S.123-129
- /5.15/ JAFFE, B.; COOK, W.R.; JAFFE, H.:
Piezoelectric Ceramics
London Academic Press, 1971
- /5.16/ GUTNIKOV, V.S.; LENK, A.; MENDE, V.: Sensorelektronik
Verlag Technik Berlin, 1984
- /5.17/ KISTLER, W.P.: Meßverstärker zur Messung elektrischer
Ladung
Schweizer Patentschrift 267431 Bern, 1950

- /5.18/ FREMD, V.: Registrazionnye vosmoschnosti kanalow s. pesoseismometriami, seismitscheskie pribory
Wypusk 16, 1984, S. 158-160
- /5.19/ SAK, E.A.; ZIODEJEV, G.A.; MALINSKIJ, V.D.:
Optoelektronischer Fasersensor für nichtelektrische Größen
Feingerätetechnik, VEB Verlag Technik, 34. Jg.,
Heft 3, 1985, S. 107-108
- /5.20/ SHARMA, A.8.; HALME, S.J.; BUTUSOV, M.M.:
Optical Fiber Systems and their Components.
Springer Verlag Berlin Heidelberg New York 1981
- /5.21/ REGENBERG, R.: Lichtwellenleiter kompatible Sensoren
für berührunglose Längenmessung
Feingerätetechnik, VEB Verlag Technik, 34. Jg.,
Heft 3, 1985, S. 109-110
- /5.22/ HART, H.; HARTIG, G.; WERNER, G.: Lichtleiter
Reflexsensor zur Erfassung kleiner Abstandsänderungen
Feingerätetechnik, VEB Verlag Technik, 34. Jg.,
Heft 1, 1985, S. 4-6
- /5.23/ JÄGER, G.; MANSKE, E.; GEBHARDT, K.: Interferenz-
optische Wegsensoren-Präzisionssensoren für die
Fertigungsmeßtechnik
30. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau, Vortragsreihe
"Prozeßmeß- u. Sensormeßtechnik, 1985, S. 199-207
- /5.24/ MARTENS, v. H.J.: Interferentielle Messung kleiner
Schwingwege
30. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau, Vortragsreihe
"Prozeßmeß- u. Sensormeßtechnik, 1985, S. 59-62
- /5.25/ de FORNEL, F.; ARNAUD, J.: Microbending effects on
monomode light propagation in multimode fibers
J. Opt. Soc. Am/Vol. 73 No. 5 May 1983, S. 661-668
- /5.26/ POST, E.J.: Sagnac-effect
Reviews of Modern Physics 19, 1967, S. 475-493

- /5.27/ CULSHAW, B.; GILES, I.P.: Fibre optic gyroscopes
Journ. Phys. Scientific Instruments, Vol. 16,
1983, S. 5-15
- /5.28/ AUCH, W.: Optische Rotationssensoren
Technisches Messen, 52. Jg., Heft 5, 1985,
S. 199-207
- /5.29/ BERGH, R.A.; LEFEVRE, H.C.; SHAW, H.J.: An overview
of Fiber-optic gyroscopes
Journal of Lightwave Technology, Vol. LT-2, No. 2
April 1984, S. 91-107
- /5.30/ PEHL, E.: Mikrowellentechnik, Bd. 1
Wellenleitungen und Leitungsbausteine
Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg 1984
- /5.31/ KUMMER, M.: Grundlagen der Mikrowellentechnik
Verlag Technik Berlin, 1986
- /5.32/ NEUMEYER, J.; GÖRING, G.: Bericht über eine Bera-
tung am Charkower PTINT zum Thema 1.3.4
ZIPE, Reisebericht 1987
- /5.33/ KIMMEL, W.: Induktive Aufnehmer mit Zukunft
Messen, Prüfen, Automatisieren
Nov. 1985, S. 614
- /6.1/ NDVICKIJ, P.V.; KNORRING, V.G.; GUTNIKOV, V.S.:
Frequenzanaloge Meßeinrichtungen
VEB Verlag Technik Berlin, 1975
- /6.2/ KENZIOWA, J.: Analytische Approximation nicht-
linearer Wandlerkennlinien für die elektronische
Linearisierung
messen-steuern-regeln, 17, 1979, S. 20-23
- /6.3/ WALLNER, F.: Tiefpaßfilter für Meßsignale,
messen prüfen automatik, Oktober 1978, S. 667-669
- /6.4/ FRITZSCHE, G.; SEIDEL, V.: Aktive RC-Schaltungen
in der Elektronik
VEB Verlag Technik Berlin, 1981

- /7.1/ REINESCH, K.: Theoretische Grundlagen der automatischen Steuerung
VEB Verlag Technik Berlin, 1974
- /7.3/ BERNHARD, J.-H.; KNUPPARTZ, B.: Analoge Informationsverarbeitung
Verlag Technik Berlin, 1974
- /7.4/ SCHROEDER, G.F.; DEMERS, E.A.: Steuerschaltung für einen Beschleunigungsmesser
DE 31 43 180 A 1, 1982
- /7.5/ LACROIX A.: Digitale Filter
Oldenbourg Verlag, 1978
- /8.1/ WEILAND, J.: Digitalisierung dynamischer Signale
Elektronik-Report 5, Mai 1986
- /8.2/ DITTFELD, H.J.; NEUMEYER, J.: Rekonstruktion eines Askania-Gravimeters, G4-Bericht
Zentralinstitut für Physik der Erde 1983
- /8.3/ DITTFELD, H.-J. NEUMEYER, J.; SCHWAHN, W.:
Recent developments at the Gravimetric Observatory
Potsdam
Proc. 10 th Int. Symp. on Earth Tides Madrid
1985, S. 43-50
- /8.4/ HARRISON, J.C.; TADAHIRO, S.: Implementation of Electrostatic Feedback with a LaCoste-Romberg Model G Gravity Meter
Journal of Geophysical Research, Vol. 89, No. 39,
September 10, 1984, S. 7957-7961
- /8.5/ SCHNÜLL, M.; RÜDER, R.H.; WENZEL, H.-G.:
An Improved Electronic Feedback for LaCoste-Romberg Gravity Meters
Bureau Gravimetrique International
No. 55, Dez. 1984, S. 27-36

- /8.6/ VAN RUYMBEKE, M.: Transformation of nine Lacoste Romberg Gravimeters in Feedback Systems
Bulletin D' Informations, Marees Terrestres N 93
Mars 1985, S. 6202-6228
- /8.7/ STEINER, M.: Transistorisierter Hochspannungsverstärker mit großem Ausgangsspannungshub und großer Bandbreite
Archiv Technisches Messen März 1975, S. 49-72,
Archiv Technisches Messen April 1975, S. 69-72
- /8.8/ LIPPOLD, B.; SCHMIEDEL, H.: Supraleiter werden wärmer
Technische Gemeinschaft 3/88, S. 17-18
- /8.9/ PAIK, H.J.: Geodesy and Gravity Experiment in Earth Orbit Using a Superconducting Gravity Gradiometer
IEEE Trans. Geoscience, 23, 1985, S. 524-26
- /8.10/ SCHWAHN, W.; NEUMEYER, J.; DITTFELD, H.-J.:
Digital data processing by the microcomputer system
MPS 4944 at the Gravimetric Observatory Potsdam
Bulletin D' Informations, Marees Terrestres
Bruxelles Nr. 99 Juin 1985, S. 6298-6303
- /8.11/ BERNARD, A.: Super-Cactus: Project of $10^{-11}g$
Three Axis Accelerometer
Acta Astron. 7, 1980
- /9.1/ NAUMANN, M.; NEUMEYER, J.: Studie: Untersuchungen zur
Entwicklung eines Schwere-Gradiometers
Zentralinstitut Physik der Erde, 1987
- /9.2/ LUNDBERG, H.T.: Procédé et instrument pour mesurer
pur voie aérienne, des dérivées du champ de gravité
terrestre
GO1 c Nr.1.240.368 Franz. Patent vom 25.7.1960
- /9.3/ ADLUNG, A.: Fertigung eines Funktionsmodells eines
Schwere-Gradientmessers zur Strukturerkundung im
Nahbereich
Forschungszwischenbericht, Freiberg 1978

- /9.4/ NAUMANN, M.; NEUMEYER, J.: Anordnung zur Messung des gravimetrischen Vertikal- und/oder Horizontalgradienten WP GO1 V/3079498, 29.10.1987
- /9.5/ UNTERREITMEIER, E.: Beiträge zum Problem der Astasierung von Seismographen und verwandten mechanischen Schwingern
Zentralinstitut für Physik der Erde, Potsdam 1986
- /9.6/ WELLS, W.C.: Spaceborne Gravity Gradiometers
NASA Conf. Publication 2305, 1983
- /10.1/ SYDENKAM, P.H.: Experimental and theoretical development of Mechanical Earth Tides Strainmeters
8 th Int. Symp. on Earth Tides, Bonn 1977
- /10.2/ DUBROW, M.H.; ALETIN, W.A.; JAKOBLEW, A.P.:
Rasrabotka i issledowanie geofisitscheskowo lasernowo deformografa shtolnewo tipa, Akademija nauk CCCP
Institut ratiotechnika i elektroniki Moskwa 1983
- /10.3/ MELCHIOR, P.: The Tides of the Planet Earth
Pergamon Verlag Oxford, 1983
- /10.4/ NEUMEYER, J.; SIMON, D.; KARMALEEVA, R.M.:
Test of an Transportable Short-Base Quartz Tube Strainmeter with a Capacitive Transducer
Vortrag 6 th International Symposium Geodesy and Physica of the Earth Potsdam 1988
- /10.5/ BORCHERT, W.; NEUMEYER, J.: Justiereinrichtung für kapazitive Sensoren mit Längenmeßbereichen von Nanobis Millimeter
• WP H01 G/3015153 24.8.1988
- /11.1/ ZURN, W.; EMTER, D.; HEIL, E.; NEUBERG, J.; GRÜNINGER, W.: Comparison of Short- and Long-Baseline Tidal Tilts
Proc. 10 th Int. Symp. on Earth Tides Madrid 1985, S. 67-70

- /11.2/ SATO, T.; ODE, M.; SATO, M.: Tidal Tilt and Strain Measurements and Analyses at the Esashi Earth Tides Stations
Proc. of the 10 th Intern. Symp. on Earth Tides
New York 1981, S. 223-237
- /11.3/ PETERS, J.A.: Results from a new 22 metre baselength Mercury Tiltmeter 8 th Int. Symp. on Earth Tides
Bonn 1977
- /11.4/ SCHEEL, G.: Systematische Fehler des hydrostatischen Nivellements und Verfahren zu ihrer Ausschaltung
Deutsche geodätische Kommission bei der Bayerischen Akademie der Wissenschaften, Reihe B, Angewandte Geodäsie, Heft 27, 1956
- /11.5/ MANTHEY, W.: Methodische und apparative Beiträge für kontinuierliche Senkungs- und Neigungsbeobachtungen.
Freiberger Forschungshefte
C 253 Geophysik 1969
VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie

Dank

Für die interessante Aufgabenstellung und die Schaffung der Möglichkeiten zum konzentrierten Abschluß der Arbeit bedanke ich mich bei den Professoren H. Kautzleben, Potsdam, Direktor des Zentralinstitutes für Physik der Erde, und P. Knoll, Potsdam, Leiter des Bereiches Seismologie und Physik des Erdinneren des ZIPE. Mein Dank gilt Prof. H. Militzer, Leiter des Wissenschaftsbereiches Angewandte Geophysik der Bergakademie Freiberg, und seinem Kollektiv für die wertvollen Hinweise und interessanten Diskussionen zu geophysikalischen Meßproblemen. Für die gute Zusammenarbeit und Unterstützung bei der Bearbeitung von Teilthemen dieser Arbeit bedanke ich mich bei Dr. C. Elstner, Leiter der Abteilung Gravimetrie des ZIPE, und seinen Mitarbeitern, Dr. R. Stecher, Leiter der Abteilung Elektronik des ZIPE, und seinem Kollektiv sowie Dr. K. Sandler, Leiter der Abteilung Mechanik des ZIPE, und seinem Kollektiv.

