

---

# BERLINER GEOWISSENSCHAFTLICHE ABHANDLUNGEN

---

Reihe B/Band 15

Günter Asch

Die Registrierung langperiodischer Signale mit  
geophysikalischen Sensoren hoher Dynamik



Berlin 1988

---

Verlag von Dietrich Reimer in Berlin

# BERLINER GEOWISSENSCHAFTLICHE ABHANDLUNGEN

Reihe A: Geologie und Paläontologie · Reihe B: Geophysik · Reihe C: Kartographie

D 188

Herausgegeben von geowissenschaftlichen Instituten  
der Freien und der Technischen Universität Berlin  
und der Technischen Fachhochschule Berlin

Schriftleitung:  
Dr. Ch. Kuhnert (FU), Dr. G. Pöhlmann (TFH)  
Dr. E. Schrank (TU)

Für den Inhalt der Beiträge sind die Autoren allein verantwortlich

---

ISSN 0722-687-X

ISBN 3-496-00267-0

© 1988 by DIETRICH REIMER VERLAG IN BERLIN

Berliner geowiss. Abh.	(B)	15	87 S.	81 Abb., 8 Tab.	Berlin 1988
------------------------	-----	----	-------	-----------------	-------------

Günter Asch

Die Registrierung langperiodischer Signale mit  
geophysikalischen Sensoren hoher Dynamik



1988

---

Verlag von Dietrich Reimer in Berlin

Gedruckt mit Zuschüssen des Fachbereichs Geowissenschaften  
der Freien Universität Berlin  
Druck: G. Weinert GmbH, Offsetdruckerei, Saalburgstr. 3, Berlin 42

<u>Inhaltsverzeichnis</u>		Seite
	Zusammenfassung	i
	Summary	i
1.	Einleitung	1
2.	Projekte	1
2.1	Drei Komponentenstation Metsähovi/Finnland	1
2.2	Die beiden Pendelstationen am 'Blå Sjø' in Norwegen	2
3.	Sensoren	5
3.1	ASKANIA-Bohrlochneigungsmesser	5
3.1.1	Meßgenauigkeit	5
3.1.2	Abgriffsystem	6
3.1.3	Aufbau des Meßpendels	7
3.1.4	Was mißt ein Pendel ?	7
3.1.5	Kugelleichung	15
3.1.6	Dämpfung des Meßpendels	16
3.1.7	Kompensation der Nullage	17
3.1.8	Vorbereitung der Pendel	18
3.2	Das LaCoste & Romberg Erdzeitengravimeter ET18	21
3.2.1	Astasierung mit der 'Zero-Length-Spring'	22
3.2.2	Die externe Beschaltung des ET18	25
3.2.3	Der Eigenschwingungskanal des ET18	27
3.2.4	Dynamik des Gravimetersignals	29
4.	Registriersysteme	30
4.1	Analoge Systeme	31
4.2	Digitale Systeme	31
4.2.1	Abtasttheorem	32
4.2.2	Konsequenzen für Meßreihen	35
4.2.3	Analog/Digital - Umsetzung	37
4.2.3	Auflösungssteigerung durch Oversampling	40
4.3	Digitale Filter	42
4.4	Konstruktion von Filtern	43
5.	Beschreibung des Registriersystems	45
5.1	Vorbemerkung	45
5.2	Die Hardware des Registriersystems für den Askania Bohrlochneigungsmesser	46
5.3	Die Software des Registriersystems für den Askania Bohrlochneigungsmesser	50
6.	Registriersystem ET 18 in Metsähovi	56
7.	Registrierbeispiele	62
8.	Rauschuntersuchung	80
8.1	Gravimeterregistrierung	80
8.2	Pendelregistrierungen	82
	Literaturverzeichnis	86

## Zusammenfassung

Geophysikalische Sensoren wie Erdzeitengravimeter und Bohrlochneigungsmesser gehören zu den empfindlichsten mechanischen Meßgeräten, die gebaut werden. Sie zeichnen sich durch große Dynamik bei gleichzeitig extremer Breitbandigkeit aus. Vor allem diesen beiden Aspekten kann bei der konventionellen analogen Registrierung nicht immer Rechnung getragen werden. Deshalb wird mit dieser Arbeit die Einführung eines digitalen Registriersystems für diese Sensoren beschrieben, das moderne Konzepte der digitalen Datenerfassung und -verarbeitung einsetzt.

Bei zwei aktuellen Projekten in Skandinavien werden drei Askania Bohrlochneigungsmesser und ein LaCoste & Romberg Erdzeitengravimeter betrieben. Bei der Installation in Norwegen geht es mit dem Einsatz von zwei Neigungsmessern um die Registrierung von Auflastsignalen durch einen Stausee und in Finnland soll mit der 3 Komponentenstation das gesamte Spektrum der Krustendynamik von Eigenschwingungen des Erdkörpers bis zu rezenten Deformationen aufgezeichnet werden. Es wird zunächst der Aufbau der Bohrlochneigungsmesser beschrieben und diskutiert, welche Signale in welchem Frequenzbereich gemessen werden können. Für die Vorbereitung dieser Arbeit wurden Modellrechnungen durchgeführt um über das tatsächliche Übertragungsverhalten im Bereich der Eigenperiode des Pendels mit und ohne Fesselung Auskunft zu erhalten. Die Überholung der Bohrlochneigungsmesser mit dem Ersatz des empfindlichen Originalvorverstärkers bilden den Abschluß der Pendelbeschreibung. Die Grundlagen des Meßprinzips der LaCoste & Romberg Gravimeter werden beschrieben und der analoge Eigenschwingungsfilter des Gravimeters untersucht. Für einen breitbandigen Datenkanal stellt sich bei einer Auflösung der Eigenschwingungssignale mit 72dB die Forderung nach einer Gesamtdynamik von 130dB.

Bei der Darstellung der Grundlagen der digitalen Datenerfassung wird der Schwerpunkt auf die Beschreibung des Abtasttheorems gelegt und das Prinzip des Oversampling beschrieben. Die Umsetzung dieser Theorie in ein digitales Registriersystem mit einer Dynamik von 130dB bei einer Frequenzauflösung von .02 Hertz und dessen Einsatz im Gelände werden vorgestellt. Dabei wurde eine flexible Lösung gefunden, die sich ohne Probleme als Einkanalstation beim Gravimeter, oder als Mehrkanalsystem mit den Neigungsmessern konfigurieren läßt. Darüber hinaus werden zusätzliche Kanäle für meteorologischen Meßdaten bereitgestellt. Kurze Registrierbeispiele geben einen Eindruck von der Qualität der Rohdaten, und die Berechnung einiger Rauschspektren bestätigt, daß die geforderte Auflösung erreicht werden konnte. Beim Gravimeter konnten im Bereich von  $10^2$  bis  $10^4$  Sekunden Rauschwerte unter  $2 \text{ ngal}/\sqrt{\text{Hz}}$  und bei den Pendeln unter  $10 \text{ ngal}/\sqrt{\text{Hz}}$  nachgewiesen werden.

## Summary

Geophysical sensors like earth tide gravity meters and borehole tilt meters belong to the group of most sensitive mechanical devices, being available today. Their main features include wide dynamic range and extreme broadband resolution. These aspects are not always taken into consideration when dealing with analogue recording systems. Therefore, this work introduces a digital recording system for the above mentioned sensors which includes the modern concept of data acquisition and data processing.

Within the scope of two projects being carried out in Scandinavia, three Askania borehole tilt meters and one LaCoste & Romberg earth tide gravity meter have been put into operation. In Norway two tilt meters are recording the loading signal of a reservoir. In Finland, a three component station is recording the whole spectrum of crustal dynamics, ranging from free mode signals of the earth to active crustal deformation. After the mechanical construction of the tilt meter has been discussed and the expected signal- and frequency range evaluated, model calculations are presented in order to determine the true transfer property of the pendulum around its natural resonance frequency. The introduction of an improved preamplifier stage for the borehole tilt meter then terminates the chapter on tilt meters.

In the following the principle of operation of the LaCoste & Romberg gravity meter and the analogue free mode filter are being discussed in detail. For a broadband data stream dissolving the free mode signal at 72dB, the total dynamic range requires 130dB. For a broader understanding the basics of digital data acquisition, the sampling theorem and what is called oversampling are discussed in more detail. Furthermore, a digital recording system with a dynamic range of 130dB (at a frequency resolution of .02Hz) and its performance under field conditions is described. In conclusion, the configuration of the system as single channel station (gravity meter) or multichannel station (tilt meter) is demonstrated. In addition to the already existing data channels other channels are available to include meteorological data. Finally, a few original recordings are presented to demonstrate the quality of the raw data sets. The computation of the noise spectra shows, it was possible to achieve the necessary resolution. The noise amplitudes of the gravity meter at the range of  $10^2 - 10^4$  seconds were less than  $2 \text{ ngal}/\sqrt{\text{Hz}}$  and about  $10 \text{ ngal}/\sqrt{\text{Hz}}$  for the pendula.

*Ich habe nichts ausgelassen es sei denn absichtlich.  
Ich habe vorausgesehen, daß gewisse Leute die sich rühmen  
alles zu wissen, es zweifellos nicht unterlassen hätten  
zu behaupten ich hätte nichts geschrieben, was sie nicht schon  
vorher gewußt hätten – wenn ich mich verständlich genug gemacht hätte.*

*Descartes*

## 1. Einleitung

Im Rahmen der Arbeitsgruppe "Erdgezeiten" am Institut für geophysikalische Wissenschaften der Freien Universität Berlin wurden unter der Leitung von Dr. G. Jentzsch seit Ende der 70er Jahre Feldmessungen mit Gezeitengravimetern durchgeführt. Die Fragestellungen die dabei untersucht wurden lassen sich in 3 Punkten zusammenfassen (Jentzsch, 1983) :

- (1) Bestimmung von Gezeitenparametern zur Korrektur von Präzisionsschweremessungen,
- (2) Erfassung des Effektes der Meeresgezeitenauflast des norwegischen Schelfs zur Kontrolle von Meeresgezeitenmodellen,
- (3) Abschätzung der Krustentiefe unter den norwegischen Kaledoniden.

Dem Projekt standen insgesamt fünf Gravimeter zur Verfügung. Vier davon waren ASKANIA-Gravimeter, die von verschiedenen Instituten bereitgestellt worden waren, und eines war das LaCoste & Romberg Erdgezeitengravimeter ET 18.

Um die oben angeführten Fragestellungen bearbeiten zu können, wurde entlang der 'Blauen Straße' ein Profil von Gezeitengravimeterstationen eingerichtet (Asch et al. 1987; Jentzsch, 1986). Dieses Meßprofil reichte von Nordnorwegen bis nach Südfinnland und mußte deshalb in mehreren Teilabschnitten besetzt werden. Als Randbedingung war ein Fehler von  $0.1 \mu\text{gal}$  im halbtägigen Gezeitenbereich vorgegeben. Deshalb mußten die Geräte vor ihrem Einsatz durch Parallelregistrierung in Berlin kalibriert werden. Im Gelände wurden dann Meßreihen aufgenommen, die je nach Güte des Gravimeters zwischen 100 und 200 Tagen lang sein mußten und keine Lücken aufweisen durften. Von Anfang an wurde versucht, diese Zeitreihen auch digital zu registrieren und auszuwerten. Die dabei gemachten Erfahrungen und die Beschäftigung mit der damals noch neuen Mikroprozessortechnologie führte im Laufe der letzten 4 Jahre zur Entwicklung des mit dieser Arbeit vorgelegten Konzepts.

Die direkte Fortsetzung der 'Blauen Straße' findet sich in Gravimetermessungen zur Auflastbestimmung in Dänemark, die im Rahmen der Arbeitsgruppe von Herrn Dipl.-Geophys. Th. Jahr bearbeitet werden. Die Verfügbarkeit von drei ASKANIA Bohrlochneigungsmessern eröffnete die Möglichkeit zwei weitere Projekte in Skandinavien in Angriff zu nehmen. Zum einen die Entwicklung einer 3 – Komponentenstation in Südfinnland (in Verbindung mit dem Gravimeter ET 18) und mit den beiden anderen Pendeln ein Auflastexperiment in Westnorwegen.

## 2. Projekte

### 2.1 Drei Komponentenstation Metsähovi/Finnland

Die gemeinsame Installation eines Gravimeters und eines Neigungsmessers ermöglicht die gleichzeitige Bestimmung der Vertikal- und der Horizontalbeschleunigungen. Deshalb wird dieser Aufbau im weiteren als 3 – Komponentenstation bezeichnet.

Zwischen Juni 1984 und September 1986 gab es bereits eine derartige Installation. Damals wurde das Gravimeter ET 18 in der Tytyri Mine in Lohja installiert, in der die beiden langen Schlauchwaagen von Kääriänen (1979) arbeiten. Der Kalkbergbau Lohja liegt

etwa 40 km westlich von Helsinki und 15 km nordwestlich von Metsähovi (Abb. 2.1). Die Daten der Schlauchwaagen liegen z.Z. noch nicht zur Auswertung vor und die Ergebnisse der Gravimeterregistrierung sind erst nach einer sehr sorgfältigen Aufarbeitung analysefähig, da die laufenden Arbeiten in der Mine die Registrierung doch in stärkerem Maße als erwartet gestört haben. Die neue Station in Metsähovi wird mit demselben Gravimeter und einem Askania - Bohrlochneigungsmesser betrieben. Die Ziele der Arbeit können unter folgenden Punkten zusammengefasst werden :

- Das gesamte Spektrum der langperiodischen Krustendynamik von 40 Sekunden bis zur Langzeit - Drift soll aufgenommen werden. Dies schließt die Registrierung von lokalen Parametern mit ein, die das Meßsignal beeinflussen. Die Wichtigsten sind Grundwasserstand, Luftdruck und Temperatur (Warburton & Goodkind, 1977; Große-Brauckmann, 1979; Zschau, 1979; Müller & Zürn, 1983).
- Die Auflösung der Meßwerte soll so groß sein, daß, falls die Bodenunruhe es zuläßt, Eigenschwingungen der Erde erfaßt werden können. Besonders interessant ist die Möglichkeit, toroidale und sphäriodale Moden der Eigenschwingungen an einer so weit nördlich gelegenen Station parallel zu messen.
- Die hohe Auflösung und die Kontrolle der Zeitreihen über die mitgemessenen Umgebungsbedingungen lassen hoffen, auch Aussagen über die Mechanismen rezenter Krustenbewegung machen zu können.
- Sowohl die Langzeitdrift als auch die Gezeiten sollen mit den Messungen der beiden Schlauchwaagen in Lohja verglichen werden.

Die Dauer der Registrierung wird von den Ergebnissen abhängen. Sie soll aber mindestens drei Jahre betragen. Abb. 2.1 gibt die Lage des Meßgebietes in Südfinnland wieder.

Die Region um das Observatorium Metsähovi besitzt eine flache Topographie, die von zwei West-Ost streichenden Moränenzügen geprägt wird. Das ganze Gebiet besteht aus Granit und zeigt keine großräumigen Störungen. Dabei steht der Granit im Bereich des Observatoriums nicht an, sondern ist von Moränenschutt bedeckt, der aus einer Lage zum Teil sehr mächtiger Granitblöcke besteht. Die geophysikalischen Voruntersuchungen und der Anschluß an vorhandene Brunnenbohrungen zeigte, daß zwischen diesen Blöcken und dem Anstehenden eine ca. 3 m mächtige Geröllschicht liegt, die Wasser führt. Diese Schicht fällt von Ost nach West relativ steil von etwa 20 m bis über 70 m ab und hat bei dem gewählten Bohrloch eine Tiefe von 40 m. Die Bohrtiefe wurde daher auf mindestens 60 m festgelegt (es wurden 63 m erreicht).

## 2.2 Die beiden Pendelstationen am 'Blå Sjø' in Norwegen

Nördwestlich von Stavanger wird seit 1974 an einem Staudammprojekt im Bereich des Blå fjell gearbeitet, das nach seiner Fertigstellung ungefähr  $3 \cdot 10^9$  m<sup>3</sup> Wasser enthalten wird. Der Auflasteffekt wird vom Statens Kartverk durch wiederholte Präzisionsnivelements und Gravimetermessungen untersucht. Zusätzlich zu dieser Überwachung der Krustendeformation, die einmal im Jahr durchgeführt wird, sollen Askania - Bohrlochneigungsmesser dieses Signal kontinuierlich aufzeichnen. Abb. 2.2 zeigt einen Detailausschnitt der vereinfachten topographischen Karte des Meßgebietes. Die Karte enthält nur noch die Seen, Straßen und Höhenpunkte. Man erkennt die sechs Staumauern am Blå Sjø und die Straße, die von Westen kommend durch das Seegebiet führt. Am Sandsavatnet liegt die Pendelstation Nr. 1 und weiter im Westen, an der Straßenkreuzung zum Jösenfjord beim Mosvatnet die Station Nr. 2.

Die Entfernungen der Meßstationen zum See wurden mit 12 km und 20 km so gewählt, daß bei durchschnittlichem Krustenmaterial und den zu erwartenden Wasserstandsänderungen in diesem Entfernungsbereich die elastische Antwort bei mehreren Gezeitenamplituden liegt. Trotzdem ist man dann schon so weit von der Auflast entfernt, daß man das Signal in allererster Näherung mit analytischen Modellen bestimmen kann (Asch & Jentzsch 1986). Die grundsätzlichen Ziele entsprechen denen in Finnland, wenn auch in diesem Fall den Gezeiten eher die Bedeutung von Kalibriersignalen zukommt.

Die eigentliche Stationsauswahl erfolgte auf Grund der Ergebnisse von geophysikalischen Voruntersuchungen, wurde aber in erster Linie von logistischen Randbedingungen bestimmt. Zunächst ist dies die Zugänglichkeit im Winter: Das Meßgebiet liegt zwischen 600 m und 1100 m über dem Meeresspiegel und 59° nördlicher Breite. Das bedeutet, daß man mit einem langen Winter, Schneehöhen von einigen Metern und Temperaturen unter -30°C rechnen muß. Bei entsprechend schlechtem Wetter kann es für die Betreuer über Tage hinweg unmöglich sein, die Pendelstationen zu erreichen. Zum Stausee führt nur eine Straße, und entlang dieser verläuft eine Stromleitung, auf die die Registriersysteme angewiesen sind. Zudem ist es bei den Außentemperaturen im Winter nicht möglich, die Geräte in den Meßhütten gänzlich unbeheizt zu betreiben. Seit dem Abschluß der Dammarbeiten wird diese Straße im

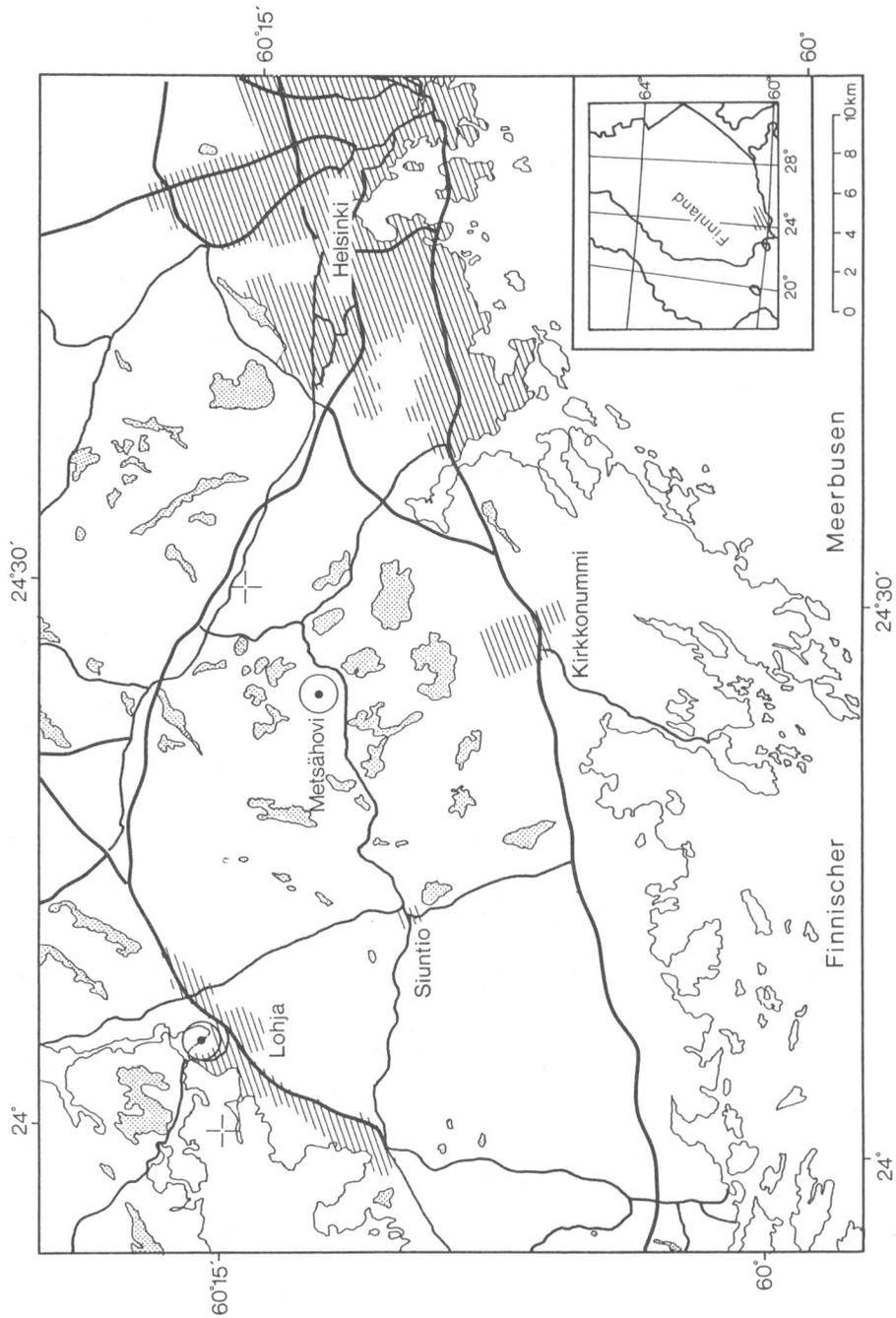


Abb. 2.1: Lage der 3 Komponentenstation Metsähovi in Südfinnland

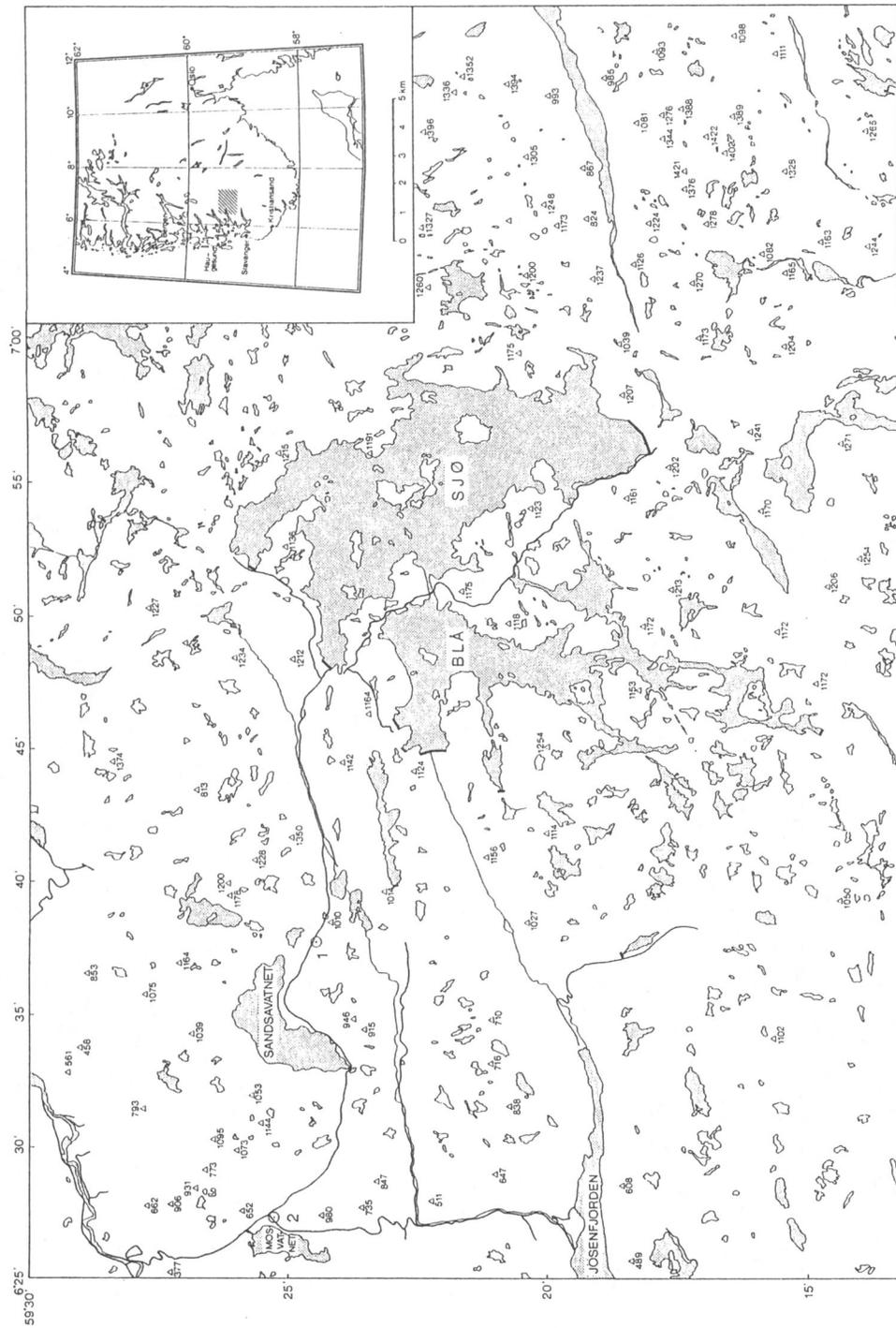


Abb. 2.2: Karte des Blå Sjø mit den beiden Pendelstationen. Nr. 1 liegt in der Nähe vom Sandsavnet und Nr. 2 am Mosvatnet im nordwestlichen Teil der Karte.

Winter nur noch bis zum Mosvatnet offen gehalten, da sich hier ein Wintersportgebiet befindet.

Die Geologie dieses Meßgebietes ist recht kompliziert : Wir befinden uns hier am südlichen Rand des Hardanger Vidda, eines Gebirgskomplexes, der im Wesentlichen aus Graniten und Gneisen des präkambrischen Grundgebirges besteht und teilweise überdeckt ist von kambrosilurischen Phylliten und Resten kaledonischer Decken. Die Richtungen der Verwerfungszonen sind vorzugsweise Nord-Süd oder Ost-West, wobei angenommen wird, daß letztere die jüngeren sind. Es lassen sich aber keine sicheren Beweise finden, daß nacheiszeitliche Bewegungen stattgefunden haben.

Unser Meßgebiet wird durch mehrere Verwerfungen tektonisch untergliedert. Die am stärksten ausgeprägte Zone läuft am Jösenfjord nach Norden in Richtung Mosvatnet und knickt dann auf halbem Weg nach Osten ab und läuft im Ulla-Tal in Richtung Stausee. Die Verwerfung ist in der Topographie stark ausgeprägt, obwohl nur Vertikalbewegungen von wenigen Metern auftraten. Für die beiden Pendelstationen wurde deshalb darauf geachtet, daß sie mit dem Stausee in gleichen tektonischen Einheiten liegen. Die Tiefe der Bohrlöcher war so zu wählen, daß der Bereich der wasserführenden Klüfte, die direkt mit der Oberfläche in Verbindung stehen, mindestens 20 m über der Bohrlochsohle endet. Geophysikalische Voruntersuchungen (Gleichstromgeoelektrik, VLF und VLFR) ergaben einen starken Kontrast der Leitfähigkeitsverteilung in Tiefen von 10 bis 15 m, so daß die Bohrtiefe mit 40 m festgelegt wurde. Dabei bildet die gefundene Schichtgrenze vermutlich die Grenze zwischen Überdeckung und Grundgebirge, und es kann deshalb angenommen werden, daß die Meßgeräte im präkambrischen Grundgebirge installiert sind.

### 3. Sensoren

#### 3.1 ASKANIA - Bohrlochneigungsmesser

Bei dem Askania - Bohrlochneigungsmesser handelt es sich um ein nicht astasiertes Vertikalpendel, das von A. Graf entwickelt wurde. Die Aufhängung des Pendels ist so konzipiert, daß es zwei Freiheitsgrade hat, also die Neigung der Fläche mißt. Auf dem 5. Internationalen Symposium für Erdzeiten in Brüssel 1964 stellte er die ersten Ergebnisse seines Prototypen vor (Graf, 1964) und 1968 lieferten die Askania Werke Berlin die ersten drei verbesserten Geräte an das Institut für Geophysik der Technischen Universität Clausthal aus.

Die Variation der Lotrichtung auf Grund der Gezeitenwirkung beträgt maximal  $0.02'' = 10^{-7}$  rad. Direkt an der Erdoberfläche lassen sich solche Neigungen nur schwerlich nachweisen, da die Deformation durch Temperaturvariationen und andere meteorologische Effekte das Gezeitensignal zu stark stören. So findet man im allgemeinen erst in Tiefen ab 30 m akzeptable Installationsbedingungen vor. Die Erfahrungen und Ergebnisse, die mit den Pendeln der Nullserie auf der Teststation "Zellerfeld/Mühlenhöhe" erzielt wurden, sind umfangreich dokumentiert. (Flach et al., 1975; Große-Brauckmann, 1979; Herbst, 1976 und Jentzsch, 1976).

##### 3.1.1 Meßgenauigkeit

Die Angaben zur Meßgenauigkeit des Pendels sind der Arbeit von Jacoby (1966) entnommen.

Zur Messung der Neigung wird die Lageänderung des unteren Pendelendes bestimmt. Bei den auftretenden kleinen Winkeln  $\varphi$  beträgt der Weg  $s$  am Pendelende im Abstand  $L$  von der Aufhängung :

$$s = L \cdot \varphi$$

Strebt man eine Meßgenauigkeit von 1% der Gezeitenamplitude an, muß man einen Winkel von

$$\varphi = 0.0002'' = 10^{-9} \text{ rad}$$

meßtechnisch erfassen. Damit ergibt sich bei der vorgegebenen Pendellänge von 60 cm eine Lageänderung der Pendelspitze von

$$s = 6 \cdot 10^{-10} \text{ m} = 0,6 \text{ nm}$$

die aufgelöst werden muß. In der Bedienungsanleitung des Herstellers wird an dieser Stelle auf die Gitterkonstante des Kochsalzes NaCl hingewiesen. Sie beträgt 0,56 nm.

### 3.1.2 Abgriffsystem

In der Entwicklung langperiodischen geophysikalischer Instrumente war man von Anfang an darauf angewiesen, Abgriff- und Registrierungssysteme zu entwickeln, die keine meßbare Rückwirkung auf den Sensor haben. Zunächst waren es optische Systeme, die Lichtzeiger sowohl zur Vergrößerung des Ausschlags als auch später zur Registrierung der Messgröße auf lichtempfindlichem Material benutzten. Rückwirkende Abgriffsysteme, wie sie sich bei Induktionsseismographen schon sehr früh auf Grund ihres frequenzabhängigen Dämpfungsverhaltens durchgesetzt haben, verbieten sich bei Gravimetern und Pendeln von selber. So kommt es, daß man z.B. ein optoelektrisches Abgriffsystem, das auf der Differenzschaltung zweier Photozellen beruht, bei den Askania-Gravimetern bis in die 60er Jahre hinein findet. Spätestens mit dem Aufkommen der Transistortechnologie setzte sich bei diesen Meßgeräten dann allerdings das mit einer Wechselspannung gespeiste kapazitive Abgriffsystem in Brückenschaltung durch, das man in ähnlicher Form auch in den modernen 'Super Conducting' Gravimetern findet.

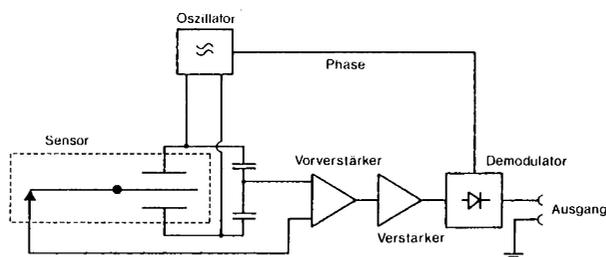


Abb. 3.1: Prinzipschaltung des kapazitiven Abgriffsystems

Der Oszillator versorgt die kapazitive Meßbrücke mit einer Wechselspannung. Dabei hat bei dem hier verwendeten Trägerfrequenzverfahren die Oszillatorfrequenz keinen Einfluß auf die Langzeitkonstanz des Abgriffsystems, wohl aber die Amplitudenkonstanz. Ein Zweig der Meßbrücke wird als Dreiplattenkondensator ausgeführt, dessen Mittelplatte mit dem beweglichen Teil des Sensors starr verbunden ist. Jeder Lage ist so ein Kapazitätsverhältnis zugeordnet und man verdoppelt bei dieser Meßanordnung das nutzbare Signal gegenüber einem Zweiplattenkondensator. Die Wechselspannung über der Brücke wird mit einem Differenzverstärker entkoppelt und phasenempfindlich gleichgerichtet. Berücksichtigt man bei der Gleichrichtung die Phasenlage des Oszillatorsignals nicht, kann zwischen einer Lage des Sensors ober- oder unterhalb der Gleichgewichtslage der Brücke nicht unterschieden werden.

Der Vorteil der Methode liegt darin, daß sie nur das geringe elektronische Rauschen der Meßspannung im Bereich der Oszillatorfrequenz (10 kHz) verstärkt und nicht das um Vieles größere Rauschen im Gleichspannungsbereich. Außerdem gewährleistet sie eine frequenzunabhängige Übertragungsfunktion. Die Voraussetzung, daß dies nur für Frequenzen gilt, die weit unterhalb der Oszillatorfrequenz und im Arbeitsbereich des Demodulators liegen, läßt sich in der Praxis immer einhalten. Ein weiterer Vorteil ist die relativ einfache und elegante Art der Rückkopplung, die der kapazitive Abgriff bei geeigneten Geräten zuläßt. Durch Anlegen eines Gleichspannungspotentials an die äußeren Meßkondensatorplatten kann man elektrostatische Kräfte direkt auf den Sensor wirken lassen. Bei Gravimetern läßt sich so eine Kraft erzeugen, die in ihrer Wirkung der Schwerkraft entspricht.

Allerdings hat das kapazitive Abgriffsystem auch Nachteile, die im Einzelfall gravierende Folgen haben können. An der Mittelplatte des Dreiplattenkondensators muß eine Spannung abgegriffen werden. Dies wird üblicherweise mit einem dünnen elektrisch

leitenden Bändchen erreicht, das keine Kraftwirkung auf den Sensor ausüben soll. Problematisch ist dabei die Ausführung der Befestigung an beiden Enden durch die u.U. nichtlineare Rückstellkräfte erzeugt werden können. Hier ist eine Ursache für das individuelle Verhalten einzelner Gravimeter und Pendel zu suchen. Ein weiterer systembedingter Fehler liegt in dem nicht homogenen Feld innerhalb des Plattenkondensators, in dem die Mittelplatte bei einer Bewegung des Sensors bewegt wird. Diese Bewegung ist darüber hinaus keine Parallelverschiebung, sondern sie beschreibt eine Kreisbahn. Dennoch konnten Gladwin und Wolfe (1975) in einem sorgfältig konstruierten Abgriffsystem durch Vergleichsmessungen mit einem Interferometer eine Linearität von 0,0015% bei  $\pm 20\%$  Vollausschlag nachweisen.

Eine ausführliche Diskussion nicht nur kapazitiver Wegaufnehmer findet man bei Agnew (1986). Er beschreibt u.a. auch die Anforderungen, die an den Oszillatorausgang und die Zuleitungen zu den äußeren Kondensatorplatten gestellt werden, sowie die Auflösung des Abgriffsystems und das noise-Verhalten. Letzteres wird in erster Linie von der Abgriffelektronik bestimmt.

Der Askania - Bohrlochneigungsmesser ist mit zwei kapazitiven Abgriffsystemen ausgerüstet. Da das Pendel zwei Freiheitsgrade besitzt, benötigt man orthogonale Wegumformer, um die gesamte Information zu messen. Die Meßbrücke wird mit 10 kHz gespeist, und die im Pendel selber untergebrachte Abgriffschaltung besitzt nach Herstellerangaben eine Empfindlichkeit von 10  $\mu\text{m/V}$ . Dieses System wurde zur selben Zeit auch in die Gravimeter der GS 15 Serie eingebaut.

### 3.1.3 Aufbau des Meßpendels

Der Aufbau des Pendels ist in der Aufrißzeichnung in Abb. 3.2 dargestellt.

Von außen stellt sich das Pendel als recht gewichtiger Gegenstand dar. Seine Gesamtlänge beträgt 160 cm und sein Durchmesser 14 cm. Das Gewicht liegt bei 80 kg und erhöht sich beim Transport durch den Verpackungskasten auf 100 kg. Das äußere Pendelgehäuse ist das sogenannte Schutzrohr, an dessen oberem Ende sich zwei Kabeldurchführungen und drei Spreizstifte zur Verankerung des Pendels im Bohrloch befinden. Am unteren Ende sitzt als weiterer Fixpunkt für die Installation eine konische Vertiefung, die sich beim Ablassen des Pendels auf einen passenden Zapfen am Boden des Bohrlochs setzt.

Bedingt durch das Abgriffsystem und die Konstruktion der Aufhängung ist der lineare Arbeitsbereich des Pendels sehr klein. Da keine Winkel sondern Strecken gemessen werden, gelten alle Überlegungen nur für sehr kleine Ausschläge, bei denen die Beziehung zwischen Winkel und Strecke noch als proportional angenommen werden kann. Das bedingt, daß das Pendel im Bogensekundenbereich horizontalisiert werden muß. Es ist aber undenkbar, eine Bohrung mit dieser Präzision niederzubringen, und so mußte eine Möglichkeit geschaffen werden, das bereits abgeteufte Pendel zu horizontalisieren.

Innerhalb des Schutzrohres befindet sich der kardanisch aufgehängte Pendelträger. Nach dem Abteufen wird er gelöst und richtet sich auf Grund der Schwerkraft in Lotrichtung aus. Anschließend wird er arretiert, und zwar so, daß seine Unterseite starr mit einem Kreuzschlitten verbunden ist. Dieser kann durch Gleichstrommotore in zwei orthogonale Richtungen um ungefähr  $3^\circ$  geneigt und so das Meßpendel entgeltig horizontalisiert werden. Innerhalb dieser Grenzen muß die Lotabweichung der Bohrung liegen.  $3^\circ$  bedeuten, daß das Pendel einen Einstellbereich der Horizontalisierung, bezogen auf eine Gezeitenamplitude, von  $5 \cdot 10^5$  besitzt.

Am Pendelträger ist das eigentliche Meßpendel über ein Kreuzfedergelenk befestigt. Dieses Gelenk hat zwei Drehachsen, aber nur einen Drehpunkt, und wird mit zwei orthogonalen Metallplättchen realisiert. Der Hersteller gibt für diese Konstruktion ein Rückstellmoment an, das  $10^3$  mal kleiner ist als das Schweremoment.

An diesem Gelenk hängt das etwa 60 cm lange Pendel mit den beiden Abgriffvorrichtungen und zwei Kugelkäfigen zur Eichung am unteren Ende. Dort sind außerdem die beiden Tauchmagnete befestigt, die ursprünglich zur elektrischen Eichung vorgesehen waren.

Da die beiden Abgriffsysteme an unterschiedlichen Stellen entlang der Pendelachse angebracht sind, ergeben sich unterschiedliche Empfindlichkeiten für beide Kanäle.

### 3.1.4 Was mißt ein Pendel ?

Bevor man sich mit der Übertragungsfunktion des Pendels auseinandersetzt muß geklärt werden, welche Signale eine Auslenkung des Pendels verursachen.

Das Entwicklungsziel von A. Graf war, die Winkeländerung des Schwerkraftvektors auf Grund der Gezeitenkräfte zu messen.

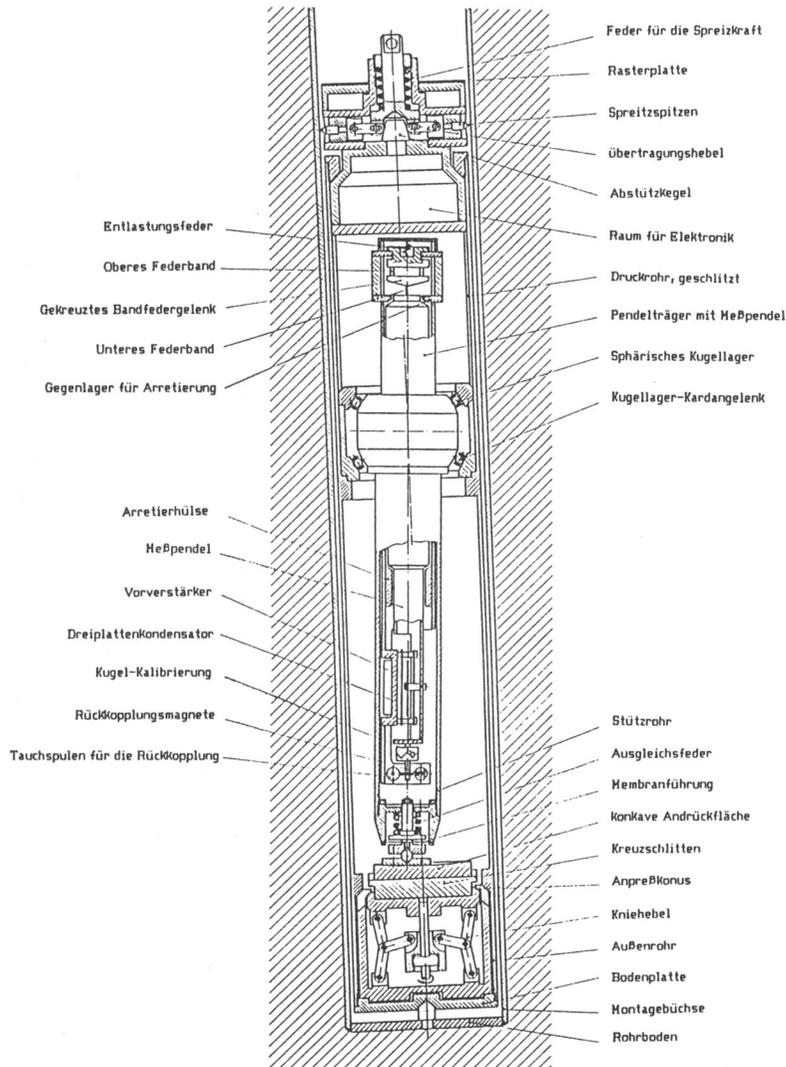


Abb. 3.2: Konstruktiver Aufbau des ASKANIA - Bohrlochneigungsmessers;  
Kopie aus dem Handbuch.

Der Schwerevektor wird von Sonne und Mond direkt beeinflusst, zum andern deformieren diese die Erde und erzeugen so die Erdzeiten. Diese Deformation übt aber ebenfalls einen Einfluß auf den Schwerevektor aus, so daß dieser im Betrag der Schwerkraft und im Winkel der Lotrichtung variiert.

Wie komplex die Problematik ist, zeigt beispielsweise eine Arbeit von Kümpel (1983) über Sturmflutvorhersagen. Sie beschäftigen sich mit den Signalen, die durch Auflasten von Wassermassen bei Sturmflut in der Deutschen Bucht auftreten. Zum einen wird die Erdkruste durch das Gewicht des Wassers deformiert, und man erhält ein Neigungssignal – zum andern bewirkt die Masse des Wassers eine Attraktion des Pendels in Richtung der Auflast. Diese beiden Signale können im System Pendel nicht getrennt werden.

Auf Grund der Trägheit des Pendels gibt es noch eine dritte Möglichkeit, einen Pendelausschlag zu erzeugen. Bei einer nicht gleichförmigen, horizontalen Bodenbewegung wird das Pendel beschleunigt. Während die Aufhängung und das Abgriffsystem der Bodenbewegung folgen, verharrt das Pendel wegen seiner Trägheit noch in Ruhe. Die resultierende relative Verschiebung liefert ebenfalls einen Beitrag zum Meßsignal.

(1) Übertragungsfunktion des ungedämpften Systems

Die Bewegungen nicht rückgekoppelter, schwingungsfähiger Systeme lassen sich durch Differentialgleichungen zweiter Ordnung mit konstanten Koeffizienten beschreiben. In ihrer allgemeinen Form als Gleichung einer erzwungenen Schwingung

$$(3.1) \quad A \cdot x''(t) + B \cdot x'(t) + C \cdot x(t) = f(t)$$

ist  $x(t)$  die Ortsfunktion in Abhängigkeit von der Zeit und  $f(t)$  die angreifende, sich zeitlich ändernde Kraft. Die Antwort des Systems setzt sich aus den Beiträgen proportional zum Weg,  $C \cdot x$ , der Geschwindigkeit  $B \cdot x'$  und der Beschleunigung  $A \cdot x''$  zusammen.

Bei einem Pendel wird die angreifende Kraft zum Drehmoment und der Weg zum Winkel. Greift eine Beschleunigung  $b$  im Schwerpunkt des Pendels an, dann entsteht ein Drehmoment  $\tau_b$ , das eine Auslenkung um den Winkel  $\varphi$  verursacht, und drei Drehmomente, die der Bewegung entgegen wirken. Die Ursachen sind :

- die Schwerkraft, proportional zur Auslenkung  $\tau_g$
- die Reibung, proportional zur Winkelgeschwindigkeit  $\tau_r$
- die Trägheit, proportional zur Winkelbeschleunigung  $\tau_t$

Ein weiteres rückstellendes Moment erzeugt die Aufhängung des Pendels. Dieser Term wird vernachlässigt, da er  $\approx 10^3$  mal kleiner ist als  $\tau_g$ . Es gilt im Folgenden :

$$(3.2) \quad \begin{aligned} \tau_b &= M \cdot L \cdot b \cdot \cos \varphi \\ &\approx M \cdot L \cdot b \quad \text{für kleine } \varphi \end{aligned}$$

$$(3.3) \quad \begin{aligned} \tau_g &= - M \cdot L \cdot g \cdot \sin \varphi \\ &\approx - M \cdot L \cdot g \cdot \varphi \quad \text{für kleine } \varphi \end{aligned}$$

$$(3.4) \quad \tau_r = - d \cdot \varphi'$$

$$(3.5) \quad \tau_t = - \Theta \cdot \varphi''$$

- mit  $M$  : Masse des Pendels  
 $L$  : Abstand des Massenschwerpunktes von der Aufhängung  
 $b$  : angreifende Beschleunigung  
 $g$  : Erdbeschleunigung  $9.81 \text{ m/sec}^2$   
 $d$  : Reibungskoeffizient  
 $\Theta$  : Trägheitsmoment des Pendels  
 $\varphi, \varphi', \varphi''$  : ausgelenkter Winkel und seine erste und zweite Ableitung nach der Zeit

Aus (3.1) und (3.2) bis (3.5) folgt :

$$(3.6) \quad \Theta \cdot \varphi'' + d \cdot \varphi' + M \cdot L \cdot g \cdot \varphi = M \cdot L \cdot b$$

$$(3.7) \quad \varphi'' + \frac{\Omega}{Q} \varphi' + \Omega^2 \cdot \varphi = \frac{M \cdot L \cdot b}{\Theta}$$

mit  $\Omega = \sqrt{M \cdot L \cdot \frac{g}{\Theta}}$  als der natürlichen Eigenperiode  
des physikalischen Pendels

und  $Q = \frac{\Theta \cdot \Omega}{d}$  als dem Gütefaktor.

Das Abgriffssystem mißt aber keine Winkel, sondern die Position des Pendels im Abgriffssystem, also die Strecke S.

$$(3.8) \quad S = L_1 \cdot \varphi \quad \text{für kleine } \varphi$$

mit  $L_1$  : Abstand zwischen Aufhängung und Abgriffssystem

Dies führt zu

$$(3.9) \quad S'' + \frac{\Omega}{Q} S' + \Omega^2 \cdot S = K_p \cdot b$$

mit der Pendelkonstanten

$$(3.10) \quad K_p = \frac{M \cdot L \cdot L_1}{\Theta}$$

Es gibt zwei Möglichkeiten wie eine anregende Kraft auf das Pendel wirkt. Betrachtet man die horizontale Komponente, so wirkt eine Attraktion direkt auf den Schwerpunkt des Pendels und erzeugt ein Drehmoment. Liegt dagegen eine horizontale Bodenbewegung vor, verharrt das Pendel auf Grund seiner Trägheit, während sich das Abgriffssystem bewegt. Beide Anregungen sind frequenzabhängig und werden getrennt untersucht.

## (2) Attraktionswirkung einer horizontalen Beschleunigung

Es wirkt eine horizontale Beschleunigung der Form

$$(3.11) \quad b(t) = b_0 \cdot e^{i\omega t}$$

Der Lösungsansatz für eine erzwungene Schwingung bei linearen Systemen geht davon aus, daß keine Frequenzen erzeugt, sondern lediglich die Amplituden und Phasen verändert werden können. Für die Meßgröße S in Gleichung (3.9) ergibt sich folgender Lösungsansatz

$$(3.12) \quad S = S_0 \cdot e^{i(\omega t - \alpha)}$$

$$(3.13) \quad S' = i\omega \cdot S_0 \cdot e^{i(\omega t - \alpha)}$$

$$(3.14) \quad S'' = -i\omega^2 \cdot S_0 \cdot e^{i(\omega t - \alpha)}$$

Eingesetzt in (3.9) erhält man

$$(3.15) \quad \Omega^2 - \omega^2 + i\omega \frac{\Omega}{Q} = K_p \cdot \frac{b_0}{S_0} \cdot e^{i\alpha}$$

In dieser komplexen Gleichung beschreibt der Realteil den Amplituden- und der Imaginärteil den Phasenverlauf. Die Gleichung (3.15) besitzt die Form

$$a + ib = r \cdot e^{i\alpha}$$

Realteil :  $r = \sqrt{a^2 + b^2}$

Imaginärteil :  $\varphi = \text{atan} \frac{b}{a}$

Den Betrag der Übertragungsfunktion gibt das Verhältnis

$$(3.16) \quad \frac{S_0}{b_0} = \frac{K_p}{\sqrt{(\Omega^2 - \omega^2) + (\omega \frac{\Omega}{Q})^2}}$$

an und die Phase der Übertragungsfunktion beschreibt

$$(3.17) \quad \varphi = \text{atan} \frac{\Omega - \omega}{Q(\Omega^2 - \omega^2)}$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion ist das Verhältnis einer Strecke zu einer Beschleunigung. Für sehr kleine  $\omega$  ergibt sich der Ausdruck

$$(3.18) \quad \frac{S_0}{b_0} = \frac{K_p}{\Omega^2} = \frac{L_1}{g}$$

Dieser Sachverhalt drückt aus, daß eine Beschleunigung am Schwerpunkt des Pendels angreift, der resultierende Weg aber an einer anderen Stelle gemessen wird.

Die Amplituden- und Phasenbeziehungen sind in Abb. 3.3 dargestellt. Der Berechnung liegen die Daten des Pendels Nr. 1 zu Grunde, die der Dissertation von Große-Brauckmann (1979) entnommen sind. Tabelle 3.1 gibt einen Überblick über die Werte.

Tabelle 3.1                      Daten des Askania-Bohrlochneigungsmessers Nr. 1

Masse	m	3.124 kg	
Abstand Aufhängung – Schwerpunkt	L	0.4017 m	
		<b>Kanal X</b>	<b>Kanal Y</b>
Abstand Aufhängung – Abgriffsystem	L1	0.5691 m	0.6523 m
Trägheitsmoment	Θ	0.636 kgm <sup>2</sup>	0.639 kgm <sup>2</sup>
Eigenperiode	T	1.41 sec	1.42 sec
Schwingungsgüte	Q	56	55

Setzt man die Zahlenwerte für den X-Kanal des Pendel Nr. 1 in Beziehung (3.18) ein, ergibt sich für lange Perioden ein Wert von 0.058 sec<sup>2</sup>. Abb. 3.3 verdeutlicht diesen Sachverhalt.

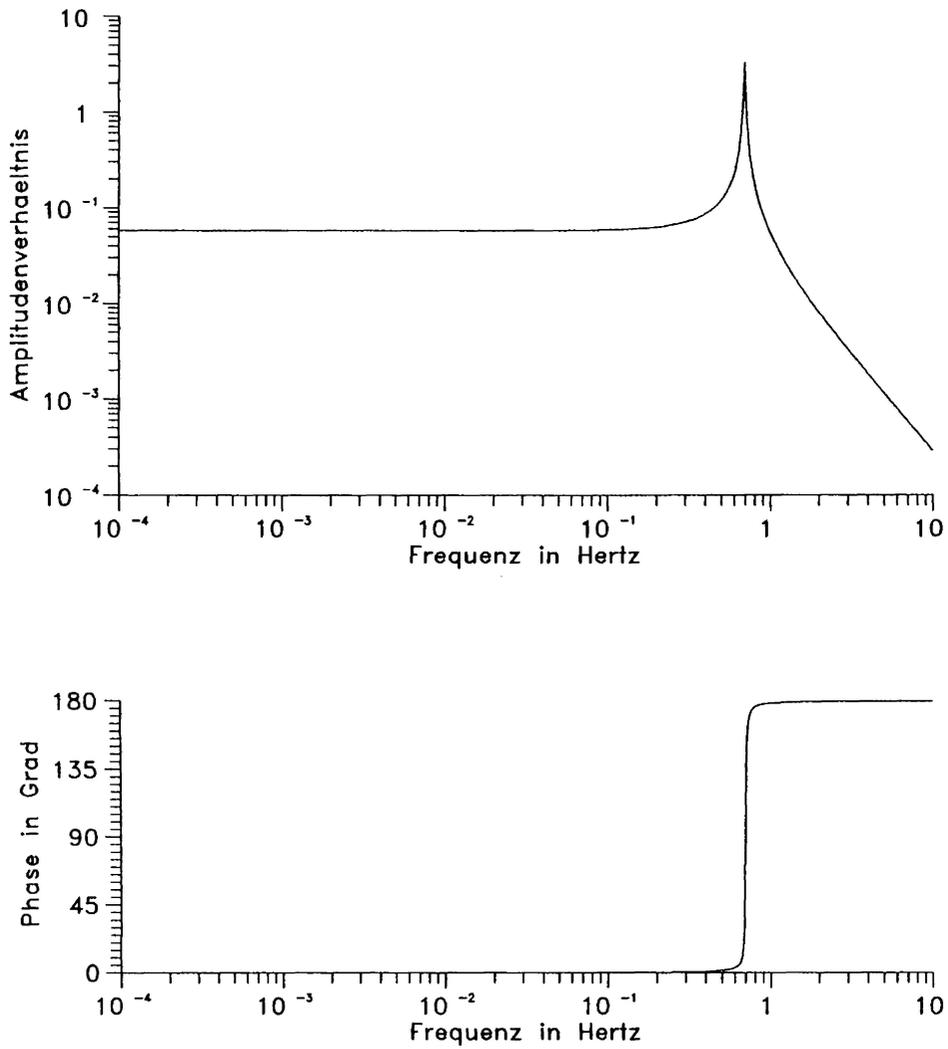


Abb. 3.3: Amplituden- und Phasenverlauf des Pendels Nr.1, Kanal X, im Fall einer horizontalen Beschleunigung

(3) Beschleunigungswirkung einer horizontalen Bodenbewegung

Die Ursache für die wirksame Kraft sei eine horizontale Bodenbewegung mit der Periode  $\omega$  der Form :

$$(3.19) \quad h(t) = h_0 \cdot e^{i\omega t}$$

Die beschleunigende Kraft, die auf den Schwerpunkt des Pendels wirkt, ist dann :

$$(3.20) \quad F(t) = \Theta \cdot h''(t)$$

mit 
$$h''(t) = -h_0 \cdot \omega^2 \cdot e^{i\omega t}$$

Solange das Übertragungsverhalten linear ist, folgt  $S$  dieser Kraft, verzögert um eine Phasenverschiebung  $\alpha$ . Aus (3.8) folgt dann :

$$(3.21) \quad S'' + \frac{\Omega}{Q} S' + \Omega^2 \cdot S = -K_p \cdot h_0 \cdot \omega^2 \cdot e^{i\omega t}$$

mit  $S = S_0 \cdot e^{i(\omega t - \alpha)}$

Der Lösungsansatz (3.11) ergibt dann

$$(3.22) \quad \Omega^2 - \omega^2 + i\omega \cdot \frac{\Omega}{Q} = -K_p \cdot \frac{h_0}{S_0} \cdot \omega^2 \cdot e^{i\alpha}$$

Daraus ergibt sich der Amplituden- und Phasenverlauf für diesen Anregungsfall

$$(3.23) \quad \frac{S_0}{b_0} = \frac{-K_p \cdot \omega^2}{\sqrt{(\Omega^2 - \omega^2)^2 + (\omega \cdot \frac{\Omega}{Q})^2}}$$

$$(3.24) \quad \varphi = \text{atan} \frac{\Omega \cdot \omega}{Q(\Omega^2 - \omega^2)}$$

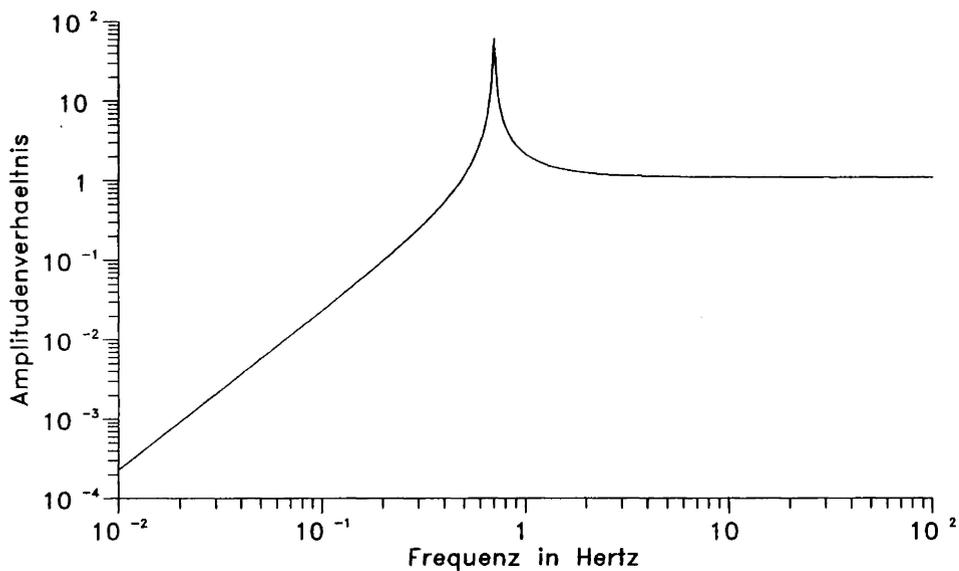


Abb. 3.4: Amplitudencharakteristik des Pendels 1, Kanal X, für den Anregungsfall beschleunigte, horizontale Bodenbewegung (vergl. Abb. 3.3).

Abb. 3.4 gibt den interessierenden Teil des Spektrums für den Kanal X des Pendels Nr. 1 wieder. In diesem Fall ist der Betrag der Übertragungsfunktion das Amplitudenverhältnis der Bodenbewegung zur Pendelbewegung, also dimensionslos.  $\varphi$  ist die Differenz der Phasen beider Bewegungen (wie in Abb. 3.3).

(4) Wirkung einer Neigung auf das Pendel

Fällt die Drehachse eines Neigungssignals mit dem Aufhängungspunkt des Pendels zusammen und treten keine Kräfte in der Aufhängung auf, dann wirkt auf das Pendel auch keine zusätzliche Kraft. In diesem Fall zeigt das Pendel immer in Lotrichtung und das Neigungssignal ist frequenzunabhängig.

Diese Überlegungen zum Pendel als Neigungsmesser beruhen auf der vereinfachenden Annahme, daß die Kippachse der Neigung mit dem Aufhängungspunkt des Pendels zusammenfällt. Dies ist aber ein Spezialfall. Große-Brauckmann (1979) hat den allgemeinen Fall abgeleitet.

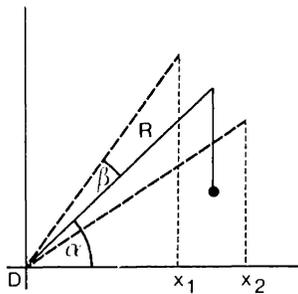


Abb. 3.5: Kippung des Pendels um eine beliebige Drehachse

In Abb. 3.5 geht die Kippachse durch den Punkt D. Seine Lage bezüglich des Pendels ist mit seinem Abstand R und dem Winkel  $\alpha$  vorgegeben. Ändert sich  $\alpha$  um den Betrag  $\beta$ , wird das Pendel sowohl horizontal, als auch vertikal bewegt. Das Neigungssignal wird wie oben beschrieben unabhängig von der Frequenz umgesetzt. Die Vertikalbeschleunigung taucht nicht im Meßsignal auf, die Horizontalbeschleunigung aber bewirkt ein Drehmoment im Schwerpunkt des Pendels.

Die Kippung um den Punkt D soll periodisch sein und folgender Bedingung genügen :

$$(3.25) \quad \alpha(t) = \alpha_0 + \alpha'(t)$$

mit

$$\alpha'(t) = \beta_0 \cdot \sin(\omega t)$$

Dann gilt für die Horizontalverschiebung und ihre beiden Ableitungen nach der Zeit

$$(3.26) \quad x(t) = X_1 - X_2 = R \cdot \cos(\alpha_0 + \beta_0 \cdot \sin(\omega t)) - R \cdot \cos(\alpha_0 + \beta_0)$$

$$(3.27) \quad x'(t) = -R \cdot \beta_0 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin(\alpha_0 + \beta_0 \cdot \sin(\omega t))$$

$$(3.28) \quad x''(t) = R \cdot \beta_0 \cdot \omega^2 \cdot \left[ \sin(\omega t) \cdot \sin(\alpha_0 + \beta_0 \cdot \sin(\omega t)) - \beta_0 \cdot \cos^2(\omega t) \cdot \cos(\alpha_0 + \beta_0 \cdot \sin(\omega t)) \right]$$

Das Drehmoment ist dann

$$(3.29) \quad F_d(t) = \frac{\ominus}{L} \cdot x''(t)$$

Im weiteren wird untersucht, wie sich das Drehmoment  $F_d(t)$  bei kleinem  $\beta$  in Abhängigkeit von  $\omega$  und  $\alpha$  verhält. Der Abstand R von der Kippachse wurde auf 1 normiert und  $\beta$  mit 1 Bogensekunde vorgegeben, was  $\approx 50$  Gezeitenamplituden entspricht.

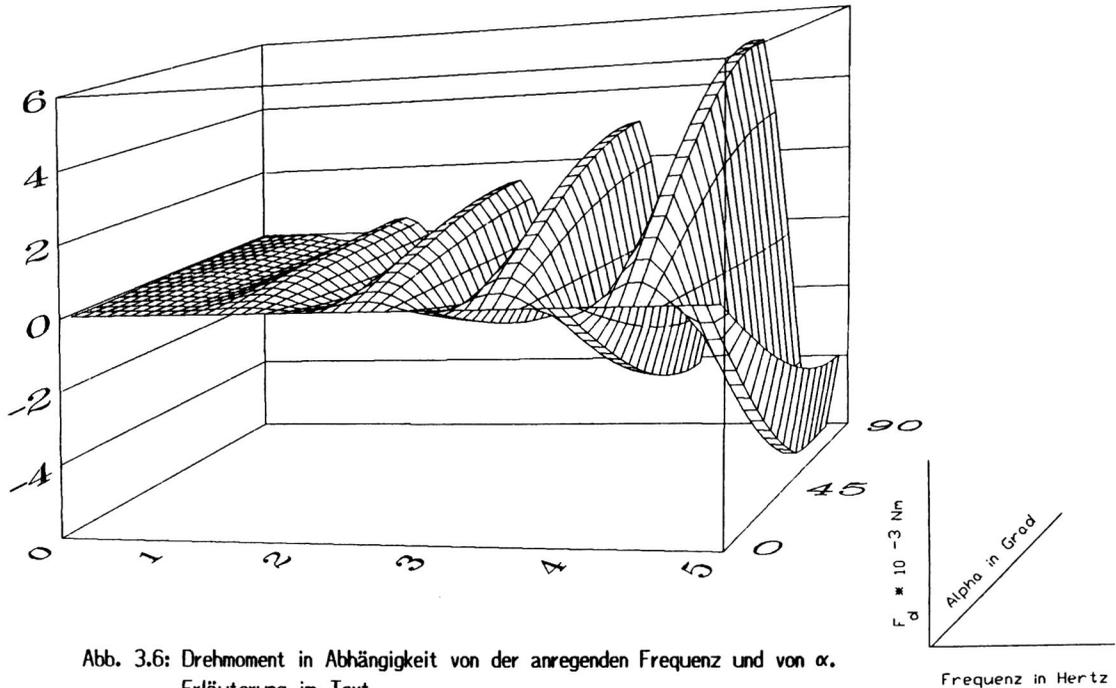


Abb. 3.6: Drehmoment in Abhängigkeit von der anregenden Frequenz und von  $\alpha$ .  
Erläuterung im Text

In Abb. 3.6 ist entlang der X-Achse die Frequenz und entlang der Y-Achse das Drehmoment aufgetragen. Die Z-Achse, die in die Zeichenebene zeigt, durchläuft den Winkel  $\alpha$  von  $0^\circ$  bis  $90^\circ$ . Liegt die Kippachse in der Pendelebene ( $\alpha=0^\circ$ ), treten alle Neigungsänderungen als Vertikalbeschleunigungen auf und es wird keine Auslenkung des Pendels stattfinden. Der zweite Extremfall ergibt sich, wenn die Kippachse senkrecht unter dem Pendel liegt ( $\alpha=90^\circ$ ) und die Neigungsänderung nur als Horizontalbeschleunigung auf das Pendel wirkt. Für die Messung von Neigungssignalen ist allerdings der Sachverhalt von entscheidender Bedeutung, daß unterhalb der Eigenperiode das Drehmoment sehr stark abnimmt. Neigungsänderungen, deren Kippachse weit vom Pendel entfernt liegt, lassen  $R$  in (3.28) und entsprechend  $F_d(t)$  in (3.29) groß werden. Abb. 3.6 zeigt aber, daß dem die langen Perioden, die diese Signale haben müssen, entgegenwirken. Unterhalb der Eigenperiode kann dieser Effekt deshalb vernachlässigt werden.

### 3.1.5 Kugeleichung

Ohne ständige, reproduzierbare Kontrolle des Skalenfaktors ist ein so hochempfindliches Meßinstrument nur von begrenztem Nutzen. Die Möglichkeit zur Kalibrierung auch während der Messung ist deshalb eine der wichtigsten Eigenschaften der Askania - Bohrlochneigungsmesser. Damit ist es möglich den Verstärkungsfaktor des gesamten Übertragungssystems auch über lange Zeiträume zu kontrollieren. Das Gewicht und der Schwerpunktsabstand des Pendels wurden vom Hersteller mit großer Genauigkeit vermessen und für jedes Gerät in einem Meßblatt festgehalten (siehe Tab. 3.1). Da die Geometrie und das Gewicht bekannt sind, reicht die Verschiebung einer kleinen Masse über eine kurze Wegstrecke aus, um ein Drehmoment auf das Pendel wirken zu lassen und es absolut zu kalibrieren. Zu diesem Zweck befinden sich am unteren Teil des Pendels zwei Käfige, in denen eine kleine Stahlkugel von einer definierten Lage in eine andere gebracht werden kann. Ein Stromstoß durch eine Spule oberhalb der Kugel erzeugt ein Magnetfeld, das die Kugel in die jeweils andere Lage springen läßt. Die ganze Anordnung verhält sich wie ein elektromechanisches Flipflop. Der Abstand der beiden Ruhelagen beträgt 6 mm und die Kugelmasse etwa 30 mgr. Die Distanz der Kugellagen ist auf  $1\mu\text{m}$  und die Kugelmasse auf  $1\mu\text{gr}$  genau bekannt. Der Betrag des Kalibriersignals entspricht zwei bis drei Gezeitenamplituden.

### 3.1.6 Dämpfung des Meßpendels

Außer der oben beschriebenen Möglichkeit zur mechanischen Eichung des Meßgerätes war bei den ersten Pendeln zusätzlich eine elektrische Eichvorrichtung eingebaut. Unterhalb der Kugelkäfige sitzen, ebenfalls orthogonal angeordnet, zwei kleine Stabmagnete. Am Pendelträger sind entsprechende Tauchspulen angebracht, mit denen eine stromproportionale Kraft auf das Pendel gegeben werden kann. Die Anordnung der Magnete in den Eichspulen wurde so gewählt, daß eine möglichst kleine Kopplung auftritt, man also mit technisch leicht meßbaren Strömen arbeiten kann. Deshalb standen die Eichmagnete senkrecht in den Tauchspulen. Bei den Askania - Gravimetern wurde dieses System zu der Zeit ebenfalls eingebaut.

Bei seinen Arbeiten mit Pendeln in Norddeutschland stellte Zschau (1974) fest, daß das ungedämpfte System, vor allem bei Sturm, in Küstennähe nicht mehr einsetzbar ist, da die angeregte Mikroseismik ihre größte Energie im Bereich der Eigenperiode des Pendels hat. Um die Pendel trotzdem unter diesen Bedingungen betreiben zu können, mußte die Resonanzüberhöhung verkleinert, das System also frequenzabhängig gedämpft werden. Dies wird durch Rückkopplung des Ausgangssignals bei entsprechender Phasenlage im Periodenbereich der Eigenfrequenz des Pendels erreicht. Zschau koppelte das Meßsignal über die Eichspulen zurück. Dabei zeigte sich, daß die Kraftwirkung über die elektrische Eichvorrichtung zu gering war, um das Pendel zu fesseln und die Eichmagnete um  $90^\circ$  gedreht werden mußten. Ihre Polachsen liegen nun parallel zur Spulenchse und die Kopplung ist maximal. Mit dieser Anordnung ist es möglich, die gewünschte Fesselung zu erreichen.

Im folgenden wird ein Ersatzschaltkreis untersucht, der den Signalweg im Pendel näherungsweise beschreibt.

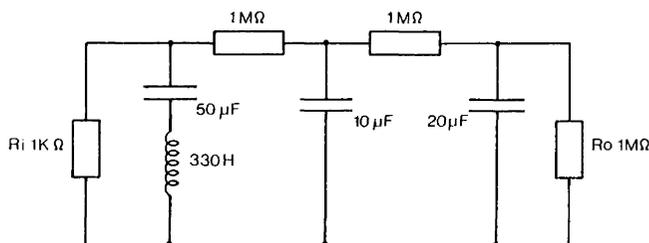


Abb. 3.7: Ersatzschaltkreis des Pendels

In Abb. 3.7 wird die frequenzabhängige Dämpfung durch einen Serienschwingkreis mit  $50 \mu\text{F}$  und  $330 \text{ H}$  nachgebildet. Die Spule stellt dabei das elektromechanische System Pendel dar und nicht etwa die Induktivität der Tauchspule, über die das Signal zurückgeführt wird. Der restliche Signallaufplan entspricht der tatsächlichen Schaltung. Die Spule wurde so berechnet, daß der Serienschwingkreis dieselbe Resonanzfrequenz wie das gedämpfte Pendel besitzt. Beim Einbau der Dämpfung geht man den umgekehrten Weg. Die Größe des Kondensators wird so bestimmt, daß das elektromechanische System Pendel/Kondensator die kleinste Impedanz bei der Eigenperiode des Pendels besitzt. Mit diesem Modell läßt sich auf einfache Weise die Übertragungsfunktion der Schaltung bestimmen, da man sie auf einen Vierpol reduzieren kann und so ohne großen Aufwand eine Vorstellung über das tatsächliche Übertragungsverhalten erhält. Für die Berechnung wurde ein Programm von Joepgen (1978) adaptiert und der Vierpol einmal mit und einmal ohne Serienschwingkreis "durchgewobbelt".

Die Dämpfung von 33.5 dB im DC-Bereich wird durch den Spannungsteiler aus dem Innenwiderstand des Vorverstärkers, den Längswiderständen des RC-Filters und dem Innenwiderstand des angeschlossenen Registriersystems vorgegeben. Ohne Serienschwingkreis liegt der 3 dB Punkt im Bereich von .005 Hertz (200 Sek). Bei eingeschalteter Dämpfung liegt er bei .001 Hertz (100 Sek). Der Amplitudenabfall ist erwartungsgemäß steiler, dafür wird aber die Phasenlage auch noch bei längeren Perioden beeinflusst. Bei 1000 Sekunden (16 Min 40 Sek) ist die Phasenverschiebung noch  $-1.5^\circ$ . Als Laufzeitverzögerung ausgedrückt, bedeutet dies daß ein Signal mit einer Periode von 1000 Sekunden noch um 4 Sekunden verzögert wird.

Ein Nachteil der Rückkopplung in der vorliegenden Ausführung ist ihr passiver Aufbau. Die Impedanz des Rückkopplungspfadest ist frequenzabhängig. Der Ausgang des Vorverstärkers wird nicht mit konstanter Last betrieben, wodurch sich das Übertragungsverhalten im Bereich der Eigenperiode des Pendels nicht mehr sicher angeben läßt. Hier muß eine aktive Schaltung zur Impedanztrennung eingebaut werden. Auch der zweipolige, passive Tiefpaßfilter ist nicht gerade Stand der Technik, so daß dieser Teil des Signalweges in nächster Zukunft einer Überarbeitung bedarf.

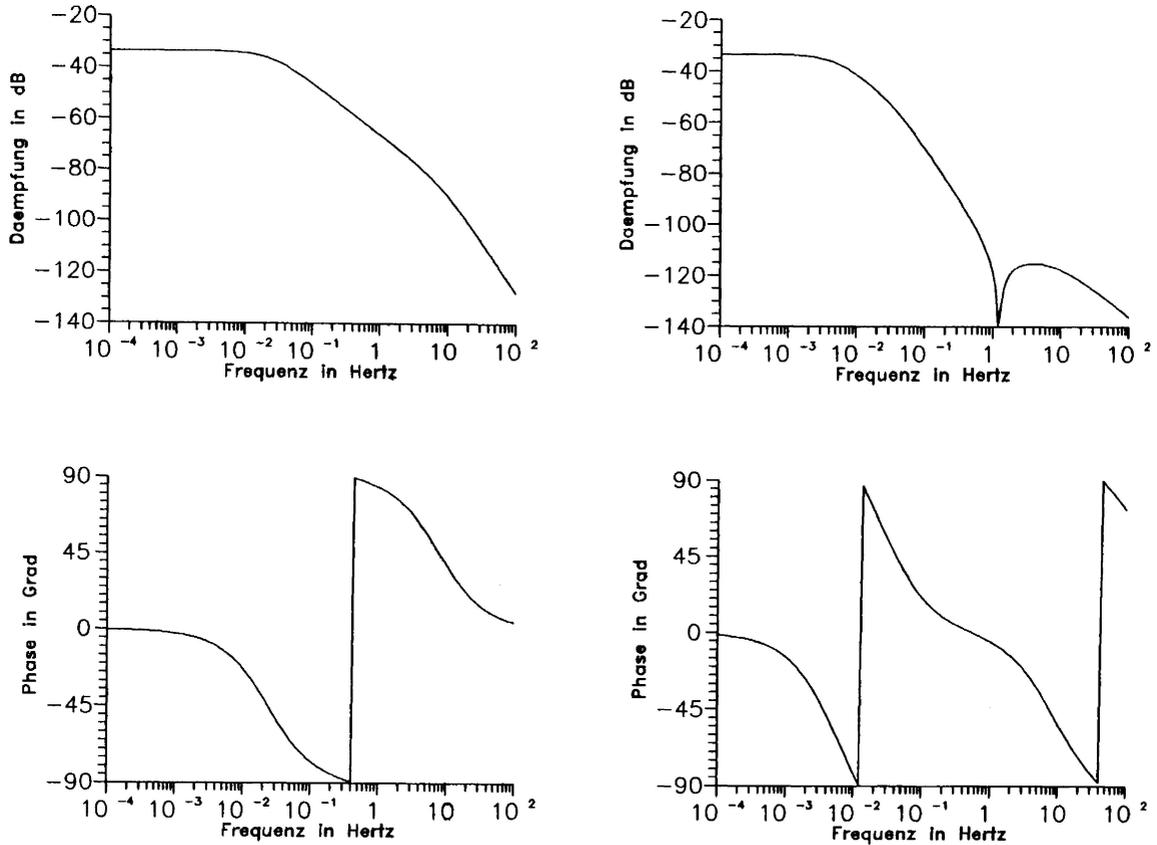


Abb. 3.8 Bodediagramm des Ersatzschaltkreises nach Abb. 3.7  
Linke Darstellung ohne, rechte mit Serienschwingkreis

Beim Einsatz des Pendels mit Dämpfung muß berücksichtigt werden, daß die Kräfte zur Fesselung des Pendels letztlich in Wärme umgesetzt werden. Bei vielen Diskussionen im 'Arbeitskreis Geodäsie Geophysik' wurde betont, daß Wärmequellen innerhalb von Systemen dieser Empfindlichkeit vermieden werden müssen. Im vorliegenden Fall ist die Lage der potentiellen Wärmequelle unterhalb des Pendels besonders ungünstig. Aus diesem Grund wurden auch Überlegungen aufgegeben, das Pendel als Nullinstrument zu betreiben und es vollständig zu fesseln; dazu ist seine Masse einfach zu groß. Deshalb scheidet auch eine elektrostatische Rückkopplung aus, wie sie bei dem umgebauten Erdzeitengravimeter ET18 eingesetzt wird, und die Wärme Probleme vermeidet. Die zur Fesselung aufzubringenden Kräfte erfordern Spannungen im Kilovoltbereich, die sich, abgesehen von allen anderen Problemen, bei den kleinen Abständen der Abgriffkondensatoren nicht realisieren lassen.

### 3.1.7 Kompensation der Nulllage

Die umgebaute Eichvorrichtung läßt sich nicht nur durch Rückkopplung der Signalspannung zur Dämpfung der Resonanzspitze verwenden. Durch Einspeisen eines Gleichstroms kann zusätzlich ein Drehmoment auf das Pendel gebracht werden, um so seine Nulllage zu verschieben. Die Ströme, die dabei zur Anwendung kommen, betragen maximal 100  $\mu$ A, was einer Wärmeleistung von 0.15 mWatt in der Spule entspricht.

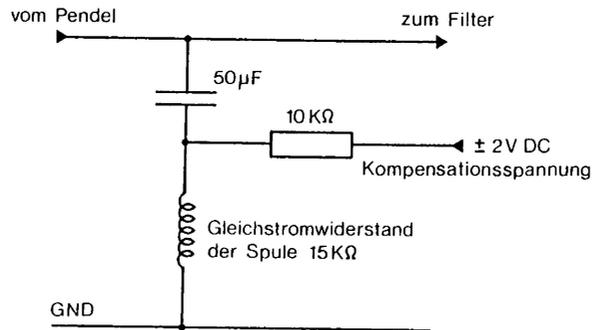


Abb. 3.9: Schaltung der Nullpunktkompensation im Pendel

In Abb. 3.9 wird über den 10 kΩ Widerstand der Kompensationsstrom in die Tauchspule eingespeist. Die Spule stellt in diesem Schaltbild die physikalische Tauchspule im Pendel dar. Der Rückkopplungskondensator trennt den Gleichspannungsanteil der Nullpunktkompensation vom Signalkreis. Aus diesem Grund muß auch darauf geachtet werden, daß der Signalkreis und die Schaltung zur Nullpunktkompensation galvanisch vollkommen getrennt sind, um ungewollte Kompensationsströme über Erdschleifen zu verhindern. Im Gelände wird die Langzeitdrift des Pendels über diese Schaltung automatisch ausgeglichen.

### 3.1.8 Vorbereitung der Pendel

Bei der Planung der beiden Pendelprojekte standen drei Askania- Bohrlochneigungsmesser zur Diskussion. Die beiden Geräte der Nullserie mit den Nummern 1 und 2 befanden sich noch an der Technischen Universität Clausthal. Das Pendel Nr. 1 diente dabei, weiß gestrichen und nicht arretiert, als Wandschmuck in der Eingangshalle des Geophysikalischen Instituts. Das dritte Pendel mit der Seriennummer 6 wurde vom Deutschen Geodätischen Forschungsinstitut, München, leihweise zur Verfügung gestellt.

Die beiden Pendel Nr. 1 und Nr. 2 waren seit Jahren nicht mehr in Betrieb und bedurften einer gründlichen Überholung, zumal in das Pendel Nr. 2 bei der letzten Installation in Clausthal Wasser eingedrungen war. Die zu den Pendeln gehörige Peripherie wie Schaltkasten, Kabel und Transportkiste war in teilweise völlig unbrauchbarem Zustand. Eine Überholung oder gar Modernisierung der Geräte bei den Bodenseewerken, dem Nachfolgeunternehmen der Askania - Werke, kam aus Kostengründen nicht in Betracht.

Bei der Reparatur und Überholung mußte auf 'Know How' und Ersatzteile zurückgegriffen werden, die die Möglichkeiten und Erfahrungen am Berliner Institut überstiegen und deshalb am Institut für Geophysik der Christian Albrecht Universität in Kiel durchgeführt wurden. Herr G. Lohr öffnete die Pendel zunächst zur Bestandsaufnahme und führte die Arbeiten durch, die in Tab. 3.2 zusammengefaßt sind. Zunächst mußten die Korosionsschäden beseitigt und sämtliche Horizontier- und Arretiermotore sowie die Dichtungen ausgetauscht werden. Darüber hinaus wurden die technischen Verbesserungen eingebracht, die Herr G. Lohr im Laufe der Zeit während seiner Arbeit mit Askania - Bohrlochneigungsmessern entwickelt hatte. Das Pendeldruckrohr (s. Abb. 3.2) wurde gegen eine massive, gedrehte Version ausgetauscht. In Zukunft können nun die Behälter mit dem hydroskopischen Trockenmittel auch ausgewechselt werden, ohne das Pendel komplett zu zerlegen. Die Schaltkästen wurden ebenfalls überholt, beziehungsweise ersetzt und mit einem einheitlichen Kabelanschluß für alle Pendel versehen. Diese Arbeiten wurden auch am Pendel Nr. 6 durchgeführt, das sich im Gegensatz zu den beiden anderen Geräten in einem einwandfreien Zustand befand.

Nach erfolgtem Umbau wurden die Pendel im Bohrloch auf dem Kieler Institutsgelände probeweise in Betrieb genommen.

Tab. 3.2 : Überholung der Pendel

	Pendel Nr. 1	2	6
Austausch der beiden Arretier- und der beiden Horizontiermotore	x	x	x
Einbau des verbesserten Pendeldruckrohres	x	x	x
Einbau der Spulen und Drehen der Stabmagnete für die Dämpfung	x	x	x
Erneuern sämtlicher Dichtungen	x	x	x
Einbau der neuen Vorverstärker	x	x	x
Bau eines neuen Transportkastens	-	x	-
Ersatz des Schaltkastens	-	x	-
Austausch der Tiefpaßfilter im Signalpfad	x	x	-
Modifikation der Tiefpaßfilter	-	-	x
Neue Anschlußbuchsen und einheitliche Steckerbelegung	x	x	x
Einbau des Rückkopplungsweiges zur Dämpfung	x	x	x
Anfertigung neuer Kabelsätze	x	x	x

(1) Vorverstärker

Die meisten Vorverstärker der kapazitiven Abgriffschaltung waren defekt und mußten ersetzt werden. Da die verwendeten Germaniumtransistoren nicht mehr im Handel erhältlich sind, wurde eine Neuentwicklung dieses Schaltungsteils vorgenommen. Aus Zeitgründen wurde auf die Neuauflage der gesamten Elektronik verzichtet, obwohl dies eigentlich geboten und mit Hilfe entsprechend moderner Schaltkreise (z.B. dem AD630 von Analog Devices) auch verhältnismäßig einfach realisierbar wäre.

Zunächst wurde ein noch funktionierender Vorverstärker untersucht und sein Übertragungsverhalten ermittelt.

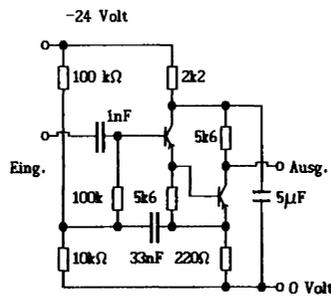


Abb. 3.10: Schaltbild des Original-Vorverstärkers von Askania

Der Eingangswiderstand der Schaltung in Abb. 3.10 beträgt bei der Arbeitsfrequenz von 10 kHz etwa  $1\text{ M}\Omega$  und wird im wesentlichen durch die Gegenkopplung mit dem  $33\text{ nF}$  Kondensator festgelegt. Die Stromaufnahme beträgt  $1.75\text{ mA}$  bei  $24\text{ Vdc}$ , was einer Wärmeleistung von  $85\text{ mW}$  für beide Kanäle entspricht. Dieser Wert wurden auch für die Neuentwicklung festgelegt, um den "Wärmehaushalt" des Pendels nicht zu verändern. Es würde jedoch keine Schwierigkeiten bereiten, die Verlustleistung um den Faktor 10 zu verringern. Abb. 3.11 zeigt die Übertragungsfunktion des Originalvorverstärkers in Form eines Bodediagramms.

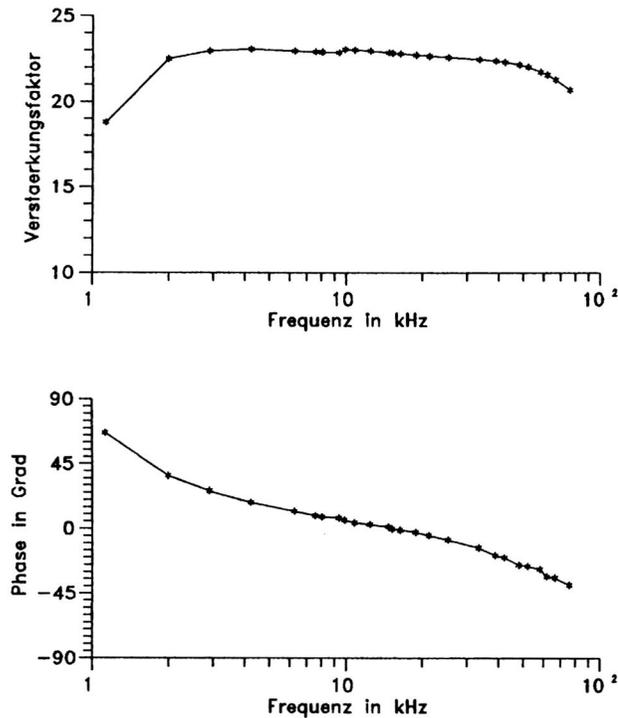


Abb. 3.11: gemessene Übertragungsfunktion des Vorverstärkers aus Abb. 3.10; oben Amplituden-, unten Phasengang

Es fällt auf, daß die Schaltung bezogen auf die Arbeitsfrequenz recht breitbandig ist. Die Phasenlage von  $0^\circ$  bei 10 kHz bedarf keiner Erläuterung. Die große Bandbreite ist in dieser speziellen Anwendung aber eher als nachteilig anzusehen, da die Rauschleistung einer Schaltung proportional zu ihrer Bandbreite zunimmt.

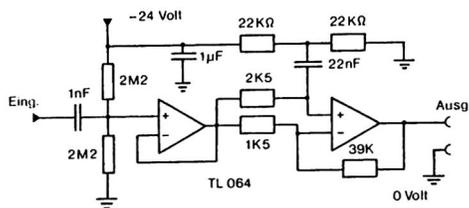


Abb. 3.12: Schaltbild des neuen Vorverstärkers

Die Schaltung des neuen Vorverstärkers in Abb. 3.12 ist um den 2-fach BIFET Operationsverstärker TL62 aufgebaut, einer Version mit besonders geringer Stromaufnahme. Der Eingangsstrom der JFETS kann in dieser Anwendung vernachlässigt werden, so daß lediglich die beiden  $2.2\text{ M}\Omega$  Widerstände den Eingangswiderstand bestimmen. Die zweite Stufe verstärkt die Spannung um den gewünschten Faktor. Die Phasenlage  $0^\circ$  bei 10 kHz wird durch die Phasenverschiebung der Wechselspannung am nicht invertierenden Eingang mit dem RC - Glied  $2.5\text{ k}\Omega/22\text{ nF}$  erreicht. Dadurch erhält man auch ein schmalbandigeres Übertragungsverhalten. Die beiden  $22\text{ k}\Omega$  Widerstände, die den virtuellen Nullpunkt für den Wechselspannungsverstärker bilden, wurden so gewählt, daß die Stromaufnahme der des Originalvorverstärkers entspricht. Am Ausgang steht das Signal niederohmig zur Verfügung. Die Übertragungsfunktion der Schaltung gibt Abb. 3.13 wieder.

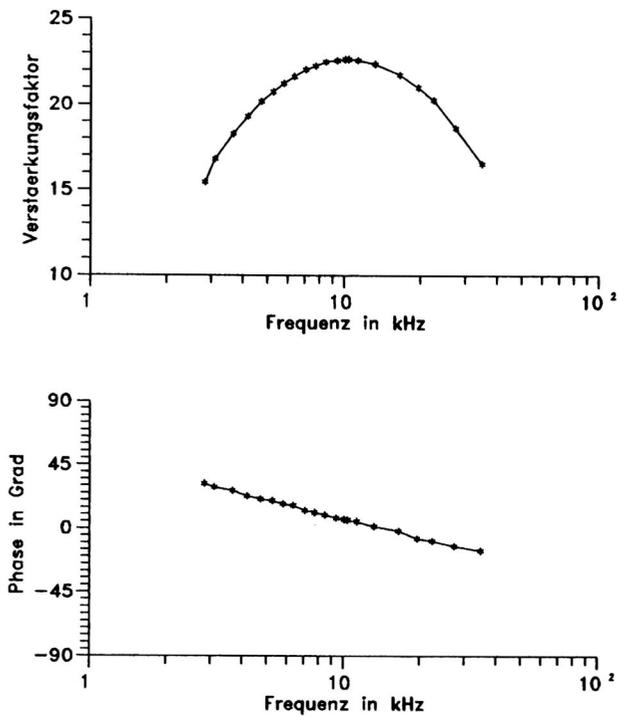


Abb. 3.13: gemessene Übertragungsfunktion des Vorverstärkers aus Abb. 3.12; oben Amplituden-, unten Phasengang

Die neuen Vorverstärker arbeiten in allen überholten Pendeln. Vor dem Einbau muß lediglich der 2,5 k $\Omega$  Widerstand angepaßt werden. Dazu wird die Schaltung zunächst mit einem Potentiometer auf 0° bei 10 kHz abgeglichen und der eingestellte Potentiometerwert mit Festwiderständen nachgebildet. Die anderen Bauteile sind bei Verwendung von 1% Metallfilmwiderständen unkritisch.

### 3.2 Das LaCoste & Romberg Erdzeitengravimeter ET18

Das Entwicklungsziel bei diesem Gravimeter war es, die Änderung der Schwerkraft an einem Ort besser als 1 $\mu$ gal aufzulösen. Der Meßbereich selber ist dafür relativ klein und beträgt etwa 8 mgal. Eine Möglichkeit, die Auflösung fast beliebig zu steigern, besteht darin, die Periode des Meßgerätes zu vergrößern. Der Zusammenhang zwischen Empfindlichkeit und Periode eines schwingungsfähigen Systems wird im folgenden am einfachsten Beispiel, dem harmonischen Oszillator in Form einer Federwaage, beschrieben. Im statischen Fall beschreibt das Hooke'sche Gesetz die Auslenkung der Feder

$$(3.30) \quad F = -D \cdot S$$

F : Kraft  
D : Federkonstante  
S : Auslenkung

Im Schwerfeld ist die auslenkende Kraft  $F = M \cdot g$

$$(3.31) \quad S = \frac{M \cdot g}{D} \quad \begin{array}{l} M : \text{Masse} \\ g : 9.81 \frac{\text{m}}{\text{sec}^2} \end{array}$$

Das dynamische Verhalten wird durch die Gleichung der Eigenperiode des harmonischen Oszillator beschrieben.

$$(3.32) \quad T = 2 \cdot \pi \sqrt{\frac{M}{D}} \quad T : \text{Schwingungsdauer}$$

nach Umformung erhält man

$$(3.33) \quad \frac{M}{D} = \frac{T^2}{4 \cdot \pi^2}$$

Die Empfindlichkeit des Systems für kleine Änderungen von  $g$  läßt sich aus (3.31) und (3.33) ableiten.

$$(3.34) \quad \frac{\Delta S}{\Delta g} = \frac{T^2}{4 \cdot \pi^2}$$

Damit ergibt sich formal ein quadratischer Zusammenhang zwischen Periode und Empfindlichkeit.

Da die Eigenperiode eines Gerätes von der Direktionskraft abhängt, im oberen Beispiel (3.32) der Federkonstanten  $D$ , kann man durch Verkleinern von  $D$  die Empfindlichkeit erhöhen. Dazu wird das Meßgerät so konstruiert, daß es mehr als eine Ruhelage besitzt, wobei eine stabil und die anderen labile Ruhelagen sind. Solche Systeme nennt man astasiert. Die rückstellende Kraft destabilisiert das System, und die auslenkende Kraft wirkt dem entgegen. Kompensieren sich beide Kräfte, dann ist das System kräftefrei: Es besitzt eine unendliche Periode und eine unendliche Empfindlichkeit. Dieser Zustand der vollständigen Astasierung ist bei Meßgeräten natürlich unerwünscht.

Das große Problem astasierter Systeme ist ihre schlechte Linearität, da die wirksamen Kräfte nicht mehr, wie am Beispiel der Federwaage, in einem linearen Zusammenhang zur Auslenkung stehen. Bei den Gravimetern von LaCoste & Romberg wird diesem Problem durch zwei verschiedene Maßnahmen begegnet.

### 3.2.1 Astasierung mit der 'Zero-Length-Spring'

In Abb. 3.14 ist die auslenkende Kraft die Schwerkraft. Sie wirkt in Richtung der stabilen Lage des Systems. Am Gravimeterarm erzeugt die Schwerkraft ein Drehmoment  $D_g$  der Größe

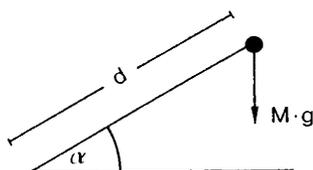


Abb. 3.14 : Auslenkendes Drehmoment durch die Schwerkraft

$$(3.35) \quad D_g = M \cdot g \cdot d \cdot \cos \alpha$$

Die rückstellende Kraft wird von einer 'Zero-Length-Spring' aufgebracht. Der Ausdruck 'Zero-Length-Spring' beschreibt eine

Feder, der bei der Herstellung eine Vorspannung gegeben wurde, die so groß ist, daß ihre gedachte Kraft-Weg Beziehung durch den Koordinatenursprung geht. Man muß also eine Anfangskraft überwinden, bevor die Feder beginnt, sich zu dehnen.

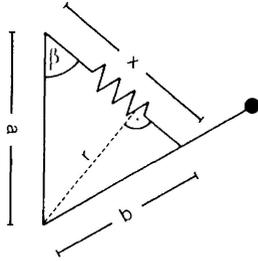


Abb. 3.15 : Rückstellendes Drehmoment durch eine 'Zero-Length-Spring'.  
Beschreibung der Strecke r

Unter Berücksichtigung der in Abb. 3.15 eingeführten Größen läßt sich der Ausdruck für das Drehmoment der Feder folgendermaßen schreiben

$$(3.36) \quad D_F = F \cdot (x+h) \cdot r$$

wobei h die tote Federlänge ist und bei Verwendung einer 'Zero-Length-Spring' zu Null wird. Das Drehmoment der Feder wird dann zu

$$(3.37) \quad D_F = F \cdot x \cdot r$$

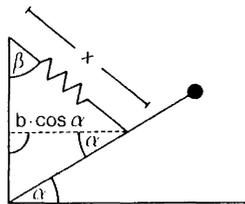


Abb. 3.16 : Rückstellendes Drehmoment durch eine 'Zero-Length-Spring'.  
Beschreibung der Strecke x

In Abb. 3.16 ist die Beziehung für x dargestellt und in Abb. 3.15 die für r.

$$(3.38) \quad x = \frac{b \cdot \cos \alpha}{\sin \beta}$$

$$(3.39) \quad r = a \cdot \sin \beta$$

für  $D_F$  gilt dann

$$(3.40) \quad D_F = \frac{F \cdot b \cdot \cos \alpha \cdot a \cdot \sin \beta}{\sin \beta}$$

$$= F \cdot b \cdot a \cdot \cos \alpha$$

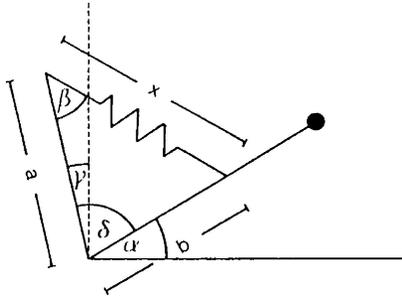
und im Gleichgewichtszustand

$$(3.41) \quad M \cdot g \cdot d \cdot \cos \alpha = F \cdot b \cdot a \cdot \cos \alpha$$

Beide Drehmomente besitzen dieselbe Charakteristik, da sie eine Kosinusfunktion beschreiben. Das bedeutet eine Linearisierung in dem Maß, in dem die 'Zero-Length-Spring' dem Ideal entspricht. Alle LaCoste & Romberg Gravimeter sind nach diesem Konstruktionsprinzip gebaut.

Abhängigkeit der Astasierung von der Neigung

Wie bereits bei der Beschreibung des Zusammenhangs zwischen Empfindlichkeit und Periode erwähnt wurde, ist ein vollständig astasiertes System unbrauchbar : Die Astasierung muß so weit verringert werden, bis das Meßgerät stabil arbeiten kann. Bei den LaCoste & Romberg Gravimetern wird dies dadurch erreicht, daß der Aufhängungspunkt der Feder vom Drehpunkt des Gravimeterarms weggekippt wird.



$$\delta = \gamma + 90^\circ - \alpha$$

Abb. 3.17 : Abhängigkeit der Astasierung von der Neigung

In Abb. 3.17 wird die Strecke a um den Winkel  $\gamma$  aus der Senkrechten gekippt. Dadurch ergibt sich für Gleichung (3.38) eine andere Form.

$$(3.42) \quad x = \frac{b \cdot \sin(\gamma + 90^\circ - \alpha)}{\sin \beta}$$

Für das Drehmoment der Feder erhält man entsprechend

$$(3.43) \quad D_F = F \cdot g \cdot a \cdot \sin(\gamma + 90^\circ - \alpha)$$

$$(3.44) \quad D_F = F \cdot g \cdot a \cdot \cos(\gamma - \alpha)$$

Da Ausdruck (3.35) nicht verändert wird, folgt aus (3.41) für die Gleichgewichtsbedingung

$$(3.45) \quad M \cdot g \cdot d \cdot \cos \alpha = F \cdot b \cdot a \cdot \cos(\gamma - \alpha)$$

Für die Betrachtung der Empfindlichkeit des Systems stellt sich die Frage, wie groß bei einer Änderung von g die Änderung von  $\alpha$  ist. Um die Antwort zu erhalten, müssen beide Seiten von (3.45) gemäß den Regeln der Variationsrechnung nach g und  $\alpha$  abgeleitet werden.

$$(3.46) \quad \Delta g \cdot M \cdot d \cdot \cos \alpha - \Delta \alpha \cdot M \cdot d \cdot g \cdot \sin \alpha = \Delta \alpha \cdot F \cdot b \cdot a \cdot (\sin \gamma \cdot \cos \alpha - \cos \gamma \cdot \sin \alpha)$$

$$(3.47) \quad \Delta g \cdot M \cdot d = \Delta \alpha \cdot M \cdot d \cdot g \cdot \tan \alpha + \Delta \alpha \cdot F \cdot b \cdot a \cdot \sin \gamma - \Delta \alpha \cdot F \cdot b \cdot a \cdot \cos \gamma \cdot \tan \alpha$$

(3.45) kann man umformen zu

$$(3.48) \quad \frac{F \cdot b \cdot a}{M \cdot d} = \frac{g \cdot \cos \alpha}{\cos(\gamma - \alpha)}$$

und in (3.47) einsetzen.

Nach einigem Umformen vereinfacht sich der Ausdruck dann zu

$$(3.49) \quad \Delta \alpha = \frac{\Delta g}{g} \cdot \frac{1}{\tan \alpha + \tan(\gamma - \alpha)}$$

Für den Spezialfall  $\gamma = 0^\circ$  ergibt sich

$$(3.50) \quad \Delta\alpha = \frac{\Delta g}{g} \cdot \frac{1}{\tan\alpha - \tan\alpha}$$

Das ist das bekannte Ergebnis der Vollastasierung:  $\Delta\alpha \rightarrow \infty$

Der allgemeine Fall (3.49) ist in Abb. 3.18 graphisch dargestellt. Das Bild zeigt die Kurvenschar für Variationen von  $\alpha$  und  $\gamma$ . Auf der horizontalen Achse in X-Richtung ist der Kippwinkel  $\gamma$  und auf der horizontalen Achse in die Zeichenebene die Auslenkung des Gravimeterarmes  $\alpha$  aufgetragen. Die vertikale Achse gibt die Empfindlichkeit  $\Delta\alpha$  an. Auf Grund der numerischen Schwierigkeiten mit der Tangens Funktion im Nenner bei  $\alpha = 90^\circ$ , wurde  $\alpha$  nur im Bereich  $\pm 80^\circ$  berechnet. Diese großen Winkel haben in der Praxis sowieso keine Bedeutung. In Abb. 3.18 schwankt  $\gamma$  zwischen  $\pm 0,1^\circ$ , und der Ausdruck  $\Delta g/g$  wurde auf 1 normiert. Das bedeutet, daß beispielsweise bei einer Variation von  $\Delta g$  um 1 mgal, die vertikale Achse mit  $10^{-6}$  skaliert werden muß. Da die Gleichung (3.49) für alle  $\gamma = 0^\circ$  eine Polstelle besitzt, wurde die Kurvenschar aus Darstellungsgründen bei  $\Delta\alpha = \pm 2000$  abgeschnitten.

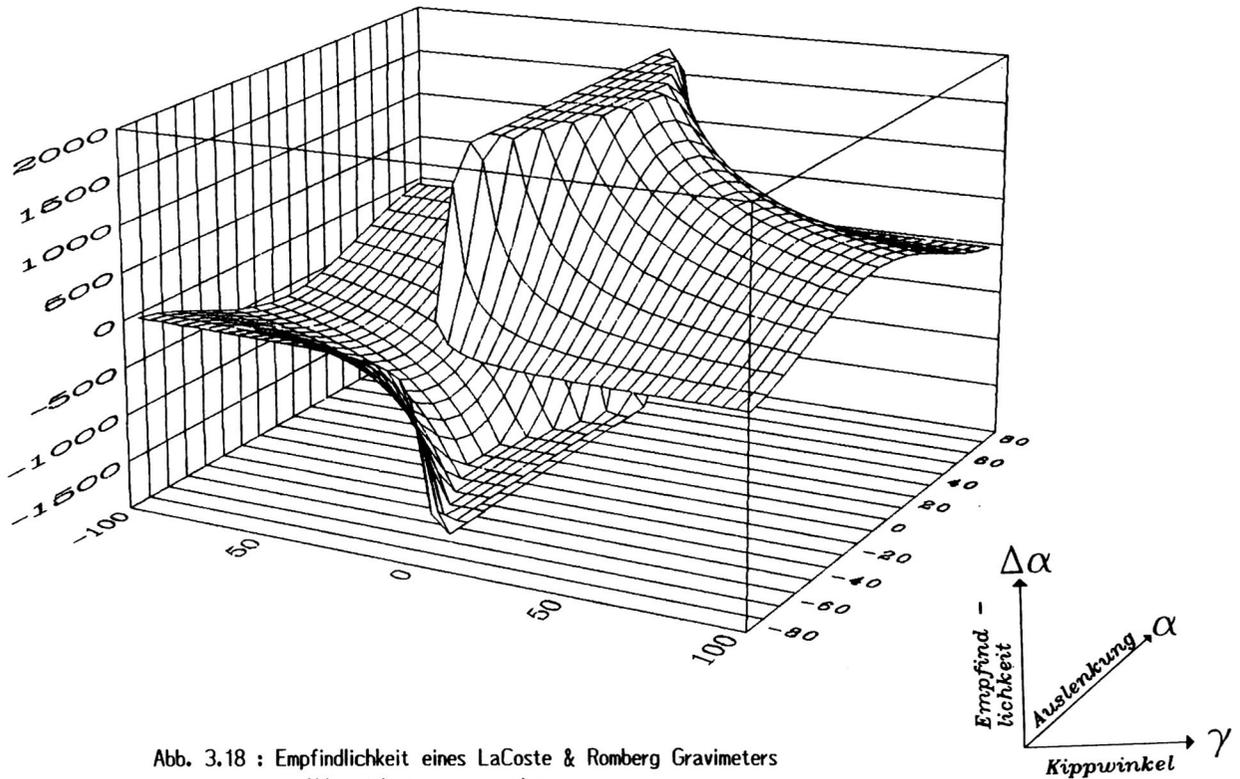


Abb. 3.18 : Empfindlichkeit eines LaCoste & Romberg Gravimeters in Abhängigkeit von  $\alpha$  und  $\gamma$

### 3.2.2 Die externe Beschaltung des ET18

Die wesentliche Veränderung am ET18 gegenüber der Originalbeschaltung von LaCoste & Romberg ist die Umrüstung von elektromechanischer auf elektrostatische Rückkopplung. Der Umbau wurde von J. Larson, Maryland Inst., im Sommer 1983 durchgeführt und arbeitet seither störungsfrei. Zusätzlich zur elektrostatischen Rückkopplung wurde das Gerät außerdem mit elektronischen Libellen ausgerüstet, die eine laufende Überwachung der Horizontierung erlauben.

Die rückstellende Kraft, die aus dem Gravimeter ein Nullinstrument macht, wird mit einer Spannungsreferenz von  $\pm 10$  Volt erzeugt und auf die Abgriffkondensatoren gegeben. Die kapazitive Meßbrücke hat in dieser neuen Schaltung somit eine zusätzliche Funktion. In Abb. 3.19 ist das Blockschaltbild der externen Beschaltung dargestellt. Das Ausgangssignal eines Quadraturoszillators wird induktiv in die Meßbrücke gespeist. Durch die induktive Kopplung kann der Brückenweig mit den Festkapazitäten auf Masse gelegt werden. Außerdem sind die  $\pm 10$  Volt Gleichspannungen galvanisch mit der Meßbrücke verbunden. Die Rückkopplungsschleife wird dadurch geschlossen, daß der gemeinsame Nullpunkt dieser Gleichspannungen in Abhängigkeit von der Rückkopplungsspannung gegenüber dem Nullpotential der Brücke verändert wird. Durch die Verschiebung des elektrostatischen Potentials wirkt auf die Mittelplatte des Meßkondensators, und damit auf den Gravimeterarm, eine anziehende und eine abstoßende Kraft.

Die verstärkte und demodulierte Signalspannung der Meßbrücke wird einem Integrator zugeführt, der den Nullpunkt der Gleichspannungsquelle treibt. Die Integrationszeit von 50 Sekunden bei einer konstanten Phasenverschiebung von  $90^\circ$  im Integrationsbereich sorgt für die Stabilität des Regelkreises.

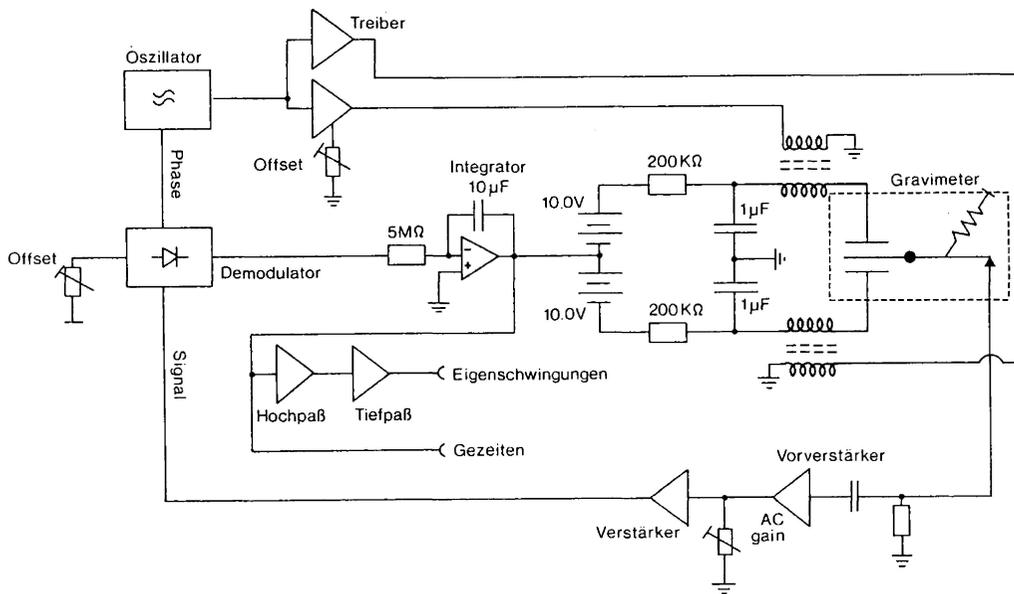


Abb. 3.18: Schematischer Schaltplan des ET18;  
Darstellung in Anlehnung an das Handbuch von J. Larson

Das Zusammenspiel der Rückkopplungselektronik mit dem astasierten Gravimeter wurde vor jeder Installation überprüft. Es zeigte sich, daß keine signifikanten Änderungen auftreten und das System sehr stabil arbeitet. Die Überprüfung ist recht aufwendig und erfordert entsprechend viel Sorgfalt. Das Ziel ist es, den Punkt zu finden, an dem die Ausgangsspannung am Integrator möglichst linear den Weg des Gravimeterarmes beschreibt. Dazu müssen die Horizontallage des Gravimeterarms und die elektronische Nullage der Meßbrücke zusammenfallen. Das bedeutet den "gleichzeitigen" Abgleich der Symmetrie des Oszillatorsignals, der Nullage der Gleichspannung und dem mechanischen Nullpunkt des Gravimeters über die Neigung. Beim ET 18 war es zum Glück nicht notwendig, die Platten des Meßkondensators in ihrer Position zu verändern, um diesen Punkt zu finden. Eine weitere Einstellgröße ist die Sprungantwort des Systems, die mit der Verstärkung des Rückkopplungssignals auf 10% Überschwingen festgelegt wird.

Am Ausgang des Integrators liegt das eigentliche Meßsignal. Bedingt durch die Tiefpaßcharakteristik des Integrators werden nur Signale unterhalb des Periodenbereichs von etwa einer Minute durchgelassen. Das bedeutet, daß auch die Beschleunigungssignale langperiodischer Seismik und die von Eigenschwingungen der Erde gemessen werden. Um diese Signale zu separieren steht zusätzlich ein Bandpaßfilter/Verstärker zur Verfügung, der gesondert untersucht wurde.

### 3.2.3 Der Eigenschwingungskanal des ET18

Der FM-Filter (free mode) ist ein Bandpaßfilter und besteht aus zwei getrennten Filterstufen. Die erste Stufe besitzt eine Band-, die zweite eine reine Tiefpaßcharakteristik. Beide Stufen sind mit aktiven Schaltungen so aufgebaut, daß die Verstärkungseinstellung weitgehend unabhängig vom Übertragungsverhalten des Filters ist (aktiver Filter mit spannungsgesteuerter Spannungsquelle). Rein rechnerisch ergibt sich für die 1. Stufe eine untere Grenzperiode von 148 Minuten (-3dB) und ein Abfall von 40dB/Dekade. Die obere Grenzperiode liegt bei 62 Sekunden mit einem Abfall von 20dB/Dekade. Der Tiefpaß hat rechnerisch eine Grenzperiode von 584 Sekunden und fällt zu hohen Frequenzen hin ebenfalls mit 40dB/Dekade ab. Daraus ergibt sich ein Verstärkungsfaktor von 80 im Durchlaßbereich, entsprechend einem Gewinn von 38dB.

Da bei den langen Filterzeiten, die hier realisiert wurden, frequenzbestimmende R/C-Kombinationen verwendet werden müssen (40µF/25MΩ), die eigentlich ideale Operationsverstärker voraussetzen, kann man sich auf die berechneten Werte nicht mehr verlassen. Um die Übertragungsfunktion des Eigenschwingungsfilters zu messen, bieten sich Methoden im Zeitbereich bei einer unteren Grenzperiode von über 2 Stunden nicht an. Deshalb wurde ein Verfahren im Frequenzbereich eingesetzt, dem folgende Überlegung zu Grunde liegt.

Man kann die Übertragungsfunktion  $H(i\omega)$  jedes Systems dadurch bestimmen, daß man seine Impulsantwort  $\delta(t)$  mißt. Die Fouriertransformierte dieser Antwort ist die gesuchte Übertragungsfunktion  $H(i\omega)$  (s.a. Kap. 4. und 4.3). Bei der Untersuchung von physikalischen Systemen muß der  $\delta$ -Impuls nicht unendlich breitbandig sein, sondern nur breitbandiger als das zu untersuchende System, d.h. er darf eine endliche Dauer haben. Probleme verursachen aber die verhältnismäßig kleinen Amplituden, die am Ausgang des Untersuchungsobjektes zur Verfügung stehen, wenn man dessen Eingang nicht übersteuern möchte. Daraus ergibt sich dann die Notwendigkeit einer hohen Auflösung mit entsprechenden Noiseproblemen beim Messen der Impulsantwort. Ein Ausweg bietet folgender Ansatz :

Die  $\delta$ -Funktion ist nichts anderes als die Ableitung des Einheitssprunges, der 'Heaviside' Funktion  $U(t)$ . Wenn das Übertragungssystem linear ist, dann ist auch die Ableitung der Systemantwort auf die Sprungfunktion  $g(t)$  gleich der Stoßantwort  $h(t)$ .

$$(3.51) \quad \delta(t) = U'(t) \rightarrow h(t) = g'(t)$$

daraus folgt

$$(3.52) \quad H(i\omega) = \int_0^{\infty} g'(t) \cdot e^{-i\omega t} dt$$

Die Sprungfunktion ist meßtechnisch sehr einfach zu realisieren, und die Ableitung nach der Zeit reduziert sich auf Differenzenbildung. An das Eigenschwingungsfilter wurde ein Sprungsignal von 30mV gelegt und der Ausgang 6 Stunden lang mit einer Auflösung von 16 Bit im Abstand von einer Sekunde gemessen.

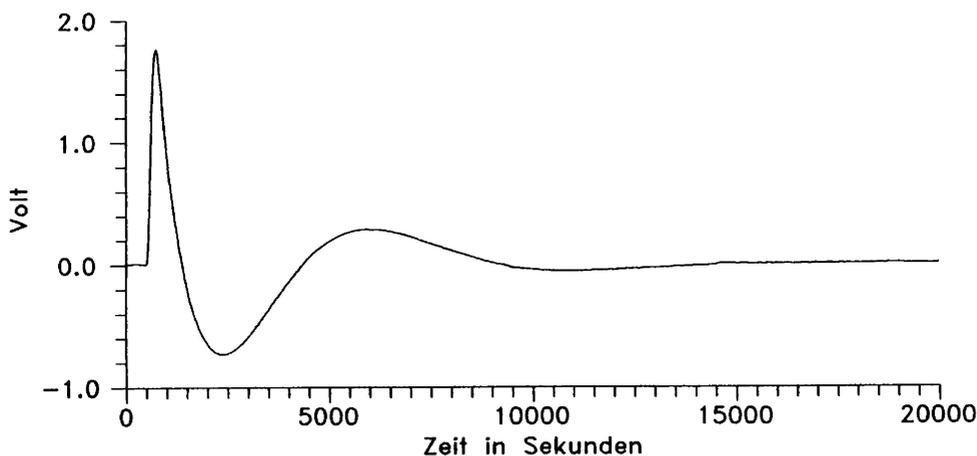


Abb. 3.19 : Sprungantwort des FM-Filters;  
Darstellung der ersten 20000 Meßwerte im Sekundenabstand

Die Meßwerte wurden numerisch differenziert und anschließend Fouriertransformiert. Das Ergebnis zeigt die Übertragungsfunktion des Eigenschwingungsfilters, getrennt in Amplituden- und Phasengang.

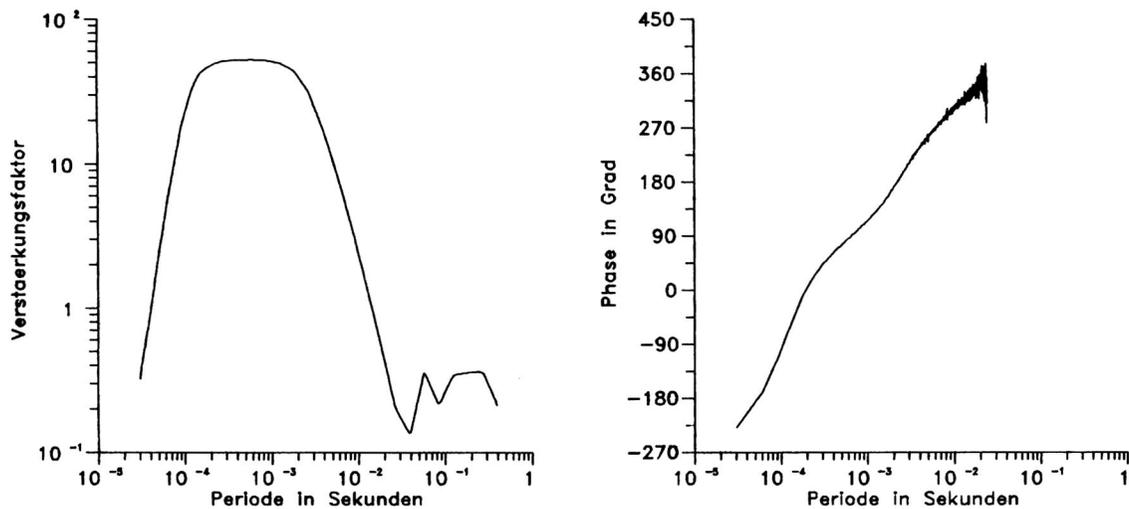


Abb. 3.20 : Amplituden- und Phasengang des Eigenschwingungskanals

Das Amplitudenspektrum in Abb. 3.20 ist im kurzperiodischen Teil ( $< 2 \cdot 10^{-2}$  Sekunden) geglättet. Es wurde eine Mittelwertbildung über 1/6 Dekade durchgeführt. Das Phasenspektrum ist nur im ungeglätteten Bereich dargestellt und gibt das Filterverhalten im Durchlaßbereich wieder. Das Rauschen im Sperrbereich des Filters liegt mit etwa 60 dB etwas hoch und ist nicht auf das elektronische Rauschen des Filters, sondern auf das Auswerteverfahren zurückzuführen. Bei der numerischen Differenzbildung äußert sich die endliche Wortbreite der Meßwerte in Rundungsfehlern, die für dieses Rauschen verantwortlich sind. Allerdings gilt das Hauptinteresse dieser Untersuchung dem Durchlaßbereich des Eigenschwingungsfilters, der mit diesem Verfahren gut beschrieben wird. Die berechneten und gemessenen Werte sind in Tabelle (3.2) gegenübergestellt.

Tab. 3.2 : Gegenüberstellung der gemessenen und berechneten Filterwerte des Eigenschwingungskanals des ET18

	gemessen	berechnet	Differenz
untere Grenzperiode	118 Minuten	148 Minuten	30 Minuten $\Rightarrow$ 20%
obere Grenzperiode	436 Sekunden	584 Sekunden	148 Sekunden $\Rightarrow$ 25%
Verstärkung	58 (35dB)	80 (38dB)	22 (2.8dB) $\Rightarrow$ 27%

Die Flankensteilheit liegt recht gut beim theoretischen Wert von 40 dB/Dekade. Wesentlich unangenehmer ist die maximale Abweichung vom gewünschten linearen Phasengang um  $45^\circ$  bei einer Periode von  $\approx 80$  Minuten. Man kann deshalb das Ausgangssignal dieses Filters nur bei genauer Kenntnis seiner Übertragungsfunktion mit anderen Zeitreihen vergleichen, die nicht durch einen identischen Filter gelaufen sind. Dabei ist insbesondere die Phasenverschiebung des Filters zu berücksichtigen.

3.3.4 Dynamik des Gravimetersignals

Betrachtet man sich die Signale am Ausgang des Gravimeters, dem Integrator in Abb 3.19, so hat man neben den Anteilen im Gezeitenbereich und den langperiodischen Driften auch seismische Signale und Rauschen. Dieses setzt sich sowohl aus dem unvermeidlichen elektronischen Noise sowie dem Sensor- und Umgebungsrauschen zusammen, das in erster Linie meteorologisch induziert ist. Die langperiodischen Driften über Zeiträume von Monaten und Jahren lassen sich nicht vorhersagen und sind stark von der Installation und der Betreuung des Gerätes abhängig. Sie können aber die Gezeitensignale in ihrer Amplitude durchaus um eine Dekade übersteigen. Die Eigenschwingungssignale sind demgegenüber etwa zwei Dekaden kleiner. Deshalb ist für den Eigenschwingungsfilter ein Verstärkungsfaktor von 80 vorgesehen. Will man auf diesen Filter aus den in Kapitel 3.3.3 genannten Gründen verzichten, und ihn digital realisieren, ergeben sich für die A/D Wandlung die folgenden Randbedingungen.

Der Ausgang des ET18 besitzt einen Spannungshub von  $\pm 10$  Volt, was ungefähr einem Schwerebereich von 1.6 mgal entspricht. Bei einer Gezeitenamplitude von knapp 200  $\mu\text{gal}_{pp}$  in mittleren Breiten ergibt sich so ein Driftbereich von 8 bis 9 Gezeitenamplituden. Eine Untersuchung von Wielandt und Streckeisen (1982) an langperiodischen Seismographen ergab beispielsweise im Stundenbereich eine Noisepegel von 1-2 ngal. Werden bei 1.6 mgal Signalamfang 1 ngal Auflösung angestrebt, entspricht dies einem Dynamikumumfang von 124 dB. Will man sicher gehen, und die Auflösung auf .5 ngal verdoppeln, muß das Registriersystem 132 dB Dynamik bieten.

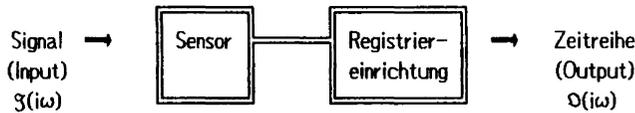
Tab. 3.3 : Dynamik und zugehörige Wortlängen

	Dynamik { dB }	Wortlänge	
		dezimal { Stellen }	binär { Bit }
Eigenschwingungen	72	3 1/2	12
Gezeiten	110	5 1/2	18
Drift	132	6 1/2	22

Tab. 3.3 gibt wieder, welche Anforderung der Signalausgang des ET18 an ein digitales Registriersystem stellt, wenn man auf eine analoge Separierung des Eigenschwingungskanal verzichtet. Sie stoßen, sollen sie über lange Zeiträume nicht nur im Labor eingehalten werden, an die Grenzen der heutigen Meßtechnik. Im letzten Kapitel wird anhand von registrierten Daten untersucht werden, ob die angestrebte Auflösung erreicht werden konnte. Für die Wandlung der Pendelausgänge gelten überigens dieselben Überlegungen und Größenordnungen, wenn auch in den Horizontalkomponenten der Noiseanteil deutlich höher liegt, als in der Vertikalkomponente.

#### 4. Registriersysteme

Die in der Geophysik gemessenen Größen liegen ihrer Natur nach i.A. analog vor und sind oft sehr breitbandig. Das bedeutet, daß ihre Information nicht durch die Messung einzelner Werte zugänglich ist, sondern nur durch das Aufzeichnen und Auswerten von Zeitreihen. Bis diese Zeitreihen zustande kommen, erfährt der einzelne Meßwert eine Reihe von Veränderungen.



Sowohl der Sensor als auch die Registriereinrichtung beeinflussen mit ihrer Übertragungsfunktion  $H(i\omega)$  das Signal. Die Übertragungsfunktion linearer Systeme, und nur solche sollen hier betrachtet werden, wird durch das Verhältnis der Ausgangsgröße zur Eingangsgröße beschrieben.

$$(4.1) \quad H(i\omega) = \frac{D(i\omega)}{S(i\omega)}$$

Dieser Sachverhalt beschreibt eine Multiplikation des Eingangssignals  $S(i\omega)$  mit der Übertragungsfunktion  $H(i\omega)$  im Frequenzbereich. Es können also keine Frequenzanteile erzeugt werden, die nicht schon im Eingangssignal vorhanden sind. Daraus kann eine andere Definition der Übertragungsfunktion abgeleitet werden. Liegt ein Eingangssignal  $\delta(t)$  an, in dem alle Frequenzanteile mit der normierten Amplitude 1 vorhanden sind, dann entspricht die Fouriertransformierte der Systemantwort  $h(t)$  der Übertragungsfunktion  $H(i\omega)$

$$(4.2) \quad H(i\omega) = \int_0^{\infty} h(t) \cdot e^{-i\omega t} dt$$

Gleichung (4.2) beschreibt das Fourierintegral der Stoßantwort  $h(t)$ , der Systemantwort auf den  $\delta$ -Impuls, der alle Frequenzen mit derselben Amplitude beinhaltet.

$$\begin{aligned} \delta(t) &= 0 && \text{für } t \neq 0 \\ \delta(t) &= \infty && \text{für } t = 0 \end{aligned}$$

und

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

Die Kenntnis der gesamten Übertragungsfunktion, die auf ein Signal angewandt wurde, ist Voraussetzung für die Beschreibung der eigentlichen Meßgröße. Sie begrenzt den auswertbaren Frequenzbereich einer Zeitreihe.

Unabhängig von der Übertragungsfunktion hat eine gemessene Zeitreihe aber immer eine untere Frequenzgrenze durch die Registrierdauer. Die längste Periode, über die bestenfalls eine Aussage gemacht werden kann, ohne daß zusätzliche Modellvorstellungen wie z.B. 'truncated sinusoids' eingehen, ist so lang wie das Registrierfenster.

Es gibt noch eine weitere Größe, die nicht explizit in die Übertragungsfunktion eingeht und die Dynamik einer Zeitreihe beschreibt. Mit ihr wird das Verhältnis zwischen größtem und kleinstem darstellbarem Einzelwert angegeben. Die untere Grenze wird durch den Noise des Gesamtsystems beschrieben und gibt die statistische Unsicherheit eines Einzelwertes an. Die obere Grenze wird dort angesiedelt, wo man den linearen Übertragungsbereich verläßt.

Heute ist man bei den meisten Anwendungen bemüht, Sensoren und Registriersysteme so auszulegen, daß sie möglichst breitbandig sind und eine möglichst hohe Dynamik bezogen auf das zu messende Signal besitzen. Daß dies in der Vergangenheit nicht immer so war, läßt sich in erster Linie mit den begrenzten in der Analogtechnik zur Verfügung stehenden Speichermedien und Möglichkeiten, die Meßwerte weiter zu verarbeiten, erklären.

#### 4.1 Analoge Systeme

Analoge Registriersysteme decken mit Sicherheit mehr Verfahren und Varianten ab, als hier aufgeführt werden könnten. In der Geophysik haben gekoppelte Systeme, d.h. Registriersysteme, die zusammen mit dem Sensor eine Einheit bilden, eine wichtige Rolle gespielt. Die Verbindung der beiden schwingungsfähigen Systeme Induktionsseismograph und Galvanometer ist dafür ein sehr schönes Beispiel.

Gemeinsam ist allen, daß sie ein Nutzsignal aus einem Frequenzband separieren sollen, in dem zum Teil große Signale vorhanden sind, an denen man aber nicht interessiert ist. Liegt die analoge Zeitreihe in Form eines Papierschriebes vor, gibt es nur noch sehr begrenzte Möglichkeiten, die Zeitreihe selber weiter zu verarbeiten. Wenn die Daten auf analogen Speichermedien, z.B. auf Tonband vorliegen, ist es im Prinzip möglich, von der Filterung über Korrelationen bis hin zur Bestimmung von Spektren alles anzuwenden, was die moderne Signalanalyse zur Verfügung stellt. Nur, und hier liegt die eigentliche Beschränkung, dafür ist ein sehr großer apparativer Aufwand mit teuren und meist wenig flexiblen Spezialgeräten erforderlich. Eine, aus der heutigen Sicht betrachtet, starke Einschränkung der analogen Registriersysteme ist ihre geringe Dynamik. In der Feldseismik erreicht man mit der MARS 66 Norm seit 20 Jahren um die 50 dB (Berkheimer, 1970).

Eine Möglichkeit, die als Papierscrieb vorliegende Zeitreihe weiter zu verarbeiten, ist, diese zu digitalisieren. Es ist heute die einzige Möglichkeit, alte Registrierungen neu aufzubereiten. Am einfachsten geschieht das Digitalisieren durch Ausmessen der Kurve in konstanten Abständen mit einem Lineal. Die so gewonnene digitale Zeitreihe wird von Hand in den Rechner gegeben und kann dann weiter bearbeitet werden. Mit einem Digitalisierertisch oder Scanner wird das Verfahren vereinfacht oder teilweise automatisiert.

Meist bleibt aber das Problem der geringen Dynamik des Speichermediums bestehen. Bei langperiodischen Registrierungen wurde und wird mit automatischer Bereichsumschaltung oder Gegenspannungen gearbeitet, um die Dynamik zu erhöhen. Hier wird aber andererseits mit geringem Papiervorschub gearbeitet und es steht deshalb nur eine geringe zeitliche Auflösung zur Verfügung und begrenzt so die ausnutzbare Amplitudenauflösung. Löst man beispielsweise die abzulesende Stundenmarke bei 2.5 cm/h Papiervorschub auf 0.1 mm auf, so entspricht das einer Unsicherheit von 15 Sekunden und deshalb einer Unsicherheit der Amplitudenauflösung durch die Änderung des Meßwertes während dieser Zeitspanne. Bei Gezeitenignalen kommt man zu Zeiten großer Gradienten in den Bereich von 0.1  $\mu$ gal.

Ein weiteres Problem ergibt sich durch die Breite der Spur auf dem Anlogschrieb. Die Kurve sollte möglichst "glatt" sein, was meist bedeutet, daß das Meßsignal stark gefiltert wird. Zwar ist nach Wenzel (1976) "das Auge der beste Filter", aber aus einer breiten Spur wird jeder "Digitalisierer" eine andere Zeitreihe erstellen. Als Negativbeispiel für eine glatte Spur sei hier der "Gezeitenfilter" in den alten Askania - Bohlochneigungsmessern erwähnt, der seinen 3 dB Punkt jenseits von 1h 30m hat, also wirklich schon Gezeiten filtert.

Zusammenfassend kann man sagen, daß analoge Speichermedien eine frequenzmäßige Beschneidung der Meßgrößen voraussetzen, und ihre Dynamik bezüglich Amplitude und Phase beschränkt ist.

#### 4.2 Digitale Systeme

Die digitale Signalverarbeitung bietet im Gegensatz zu den analogen Verfahren erweiterte Lösungsvarianten. Generell gilt, daß bei hochfrequenten Anwendungen, derzeit oberhalb 1 MHz, die digitalen Verfahren nicht mehr echtzeitfähig sind. Bei niedrigen Frequenzen dagegen können Signale mit sehr hoher Genauigkeit verarbeitet werden, was wiederum in der Analogtechnik mit Schwierigkeiten verbunden ist. Als Beispiel sei der in Kap. 3.2.3 beschriebene Eigenschwingungsfilter erwähnt. Hier haben digitale Systeme den Vorteil hoher Genauigkeit bei sehr guter Reproduzierbarkeit. Ein digitaler Filter braucht nicht abgeglichen werden und verändert seine Charakteristik nicht. Deshalb bieten sich digitale Lösungen für die Erfassung fast aller geophysikalischen Signale an.

Jedes digitale Signalverarbeitungssystem setzt sich aus mehreren Komponenten zusammen :

- dem Sensor, bzw. dem Umsetzer der Meßgröße in eine elektrische Größe
- der analogen Signalkonditionierung
- der analog/digital Umsetzung
- der digitalen Signalverarbeitung

In der Sensorik unterscheiden sich digitale System meist nicht von analogen, sieht man von Signalen ab, die bereits von Natur aus in diskreter Form vorliegen. Als Beispiele seien Tropfenzähler und Protonenmagnetometer angeführt. Die analoge Signalaufbereitung dagegen ist bereits ein integraler Bestandteil des digitalen Sytems, da das zur Wandlung gelangende Signal bandbreitenmäßig begrenzt sein muß. Die Gründe dafür werden im folgenden Kap. 4.2.1 angeführt und auf die analog/digital Wandlung wird in Kap. 4.2.3 eingegangen.

Durch den Einsatz digitaler Algorithmen zur weiteren Signalverarbeitung, läßt sich einerseits der Aufwand für die analoge Signalkonditionierung reduzieren, andererseits sind Übertragungssysteme realisierbar, die in analoge Schaltungstechnik nicht umsetzbar sind.

#### 4.2.1 Abtasttheorem

Die digitale Signalverarbeitung basiert auf quantisierten und digitalisierten Daten. Die Quantisierung geschieht durch äquidistantes Abtasten des Eingangssignals. Ein einfaches aber zutreffendes Modell wird durch einen Schalter beschrieben, der im Abstand  $\Delta T$  für die Dauer  $\tau$  geschlossen wird. Diesen Schalter bezeichnet man als "Sampler", und er weist einige Eigenschaften auf, die man nicht auf Anhieb bei ihm vermutet. Diese werden in fast jedem Buch beschrieben, das sich mit digitaler Signalverarbeitung beschäftigt. Die folgende Darstellung lehnt sich an die Arbeit von Broch (1981) an. Zunächst soll gezeigt werden, daß der Sampler die Eigenschaften eines Modulators besitzt.

In Abb. 4.1 ist im oberen Teil das kontinuierliche Eingangssignal  $X(t)$  dargestellt. Darunter die Impulsfolge, mit der der Sampler gesteuert wird.

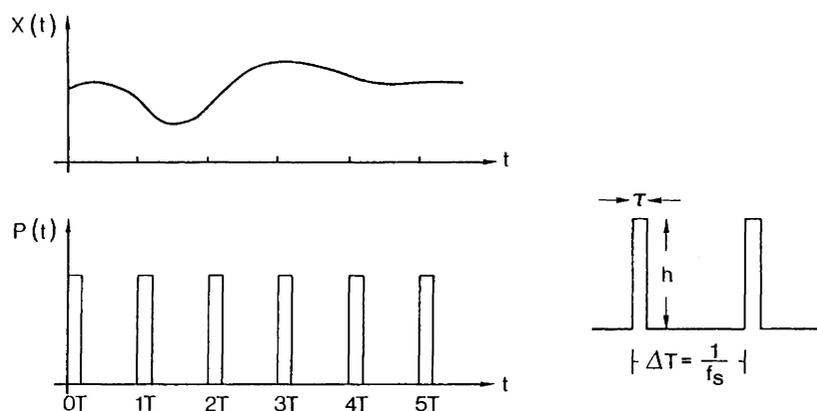


Abb. 4.1 : Eingangssignal  $X(t)$  und Steuersignal  $P(t)$  des Samplers;  
rechts : Erläuterung des Steuersignals

Die Impulsfolge ist definiert durch die Abtastfrequenz  $f_s$ , beziehungsweise den Sampleabstand  $\Delta T$ . Die einzelnen Impulse werden durch ihre Amplitude  $h$  und ihre Dauer  $\tau$  beschrieben. Das Ausgangssignal des Samplers ist nun eine Serie von Impulsen, die mit den Amplituden des Eingangssignals  $X(nT)$  gewichtet sind.

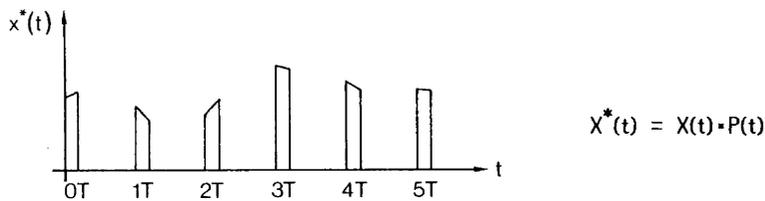


Abb. 4.2 : Ausgangsignal des Samplers

Die in Abb. 4.2 dargestellte Multiplikation begründet die Modulationseigenschaft des Samplers. Um die sich daraus ergebenden Konsequenzen zu betrachten, müssen zunächst die Eigenschaften der Impulsfolge  $P(t)$  bestimmt werden. Es handelt sich um ein periodisches Signal, das deshalb als Fourierreihe geschrieben werden kann :

$$(4.3) \quad P(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n \cdot e^{i2\pi n f_s t}$$

wobei

$$(4.4) \quad D_n = h \cdot \frac{\tau}{\Delta T} \cdot \frac{\sin(n\pi f_s \tau)}{n\pi f_s \tau}$$

ist, nämlich die transformierte Stoßantwort der Rechteckfunktion. Das getastete Ausgangssignal  $X^*(t)$  erhält dann die Form

$$(4.5) \quad X^*(t) = X(t) \cdot h \cdot \frac{\tau}{\Delta T} \cdot \frac{\sin(n\pi f_s \tau)}{n\pi f_s \tau} \cdot e^{i2\pi n f_s t}$$

Das Produkt aus  $h$  und  $\tau$  kann zur Konstanten  $A$  zusammengefasst werden und beschreibt die Impulsenergie. Führt man nun den idealen Sampler ein, so geht  $\tau \rightarrow 0$  und der Ausdruck wird

$$(4.6) \quad \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{\sin(n\pi f_s \tau)}{n\pi f_s \tau} = 1$$

Die Impulsfolge  $P(t)$  geht in eine Folge von  $\delta$ -Stößen über. Für  $X^*(t)$  gilt dann

$$(4.7) \quad X^*(t) = X(t) \cdot \frac{A}{\Delta T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{i2\pi n f_s t}$$

Zur Betrachtung der spektralen Eigenschaften wird  $X^*(t)$  Fourier transformiert

$$(4.8) \quad X^*(f) = \frac{A}{\Delta T} \int_{-\infty}^{\infty} (X(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{i2\pi n f_s t}) \cdot e^{-i2\pi f t} dt$$

$$= \frac{A}{\Delta T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} X(t) \cdot e^{-i2\pi(f-nf_s)t} dt$$

$$(4.9) \quad X^*(f) = \frac{A}{\Delta T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f-nf_s)$$

Die physikalische Bedeutung dieses Spektrums kommt in Abb. 4.3 zum Ausdruck.

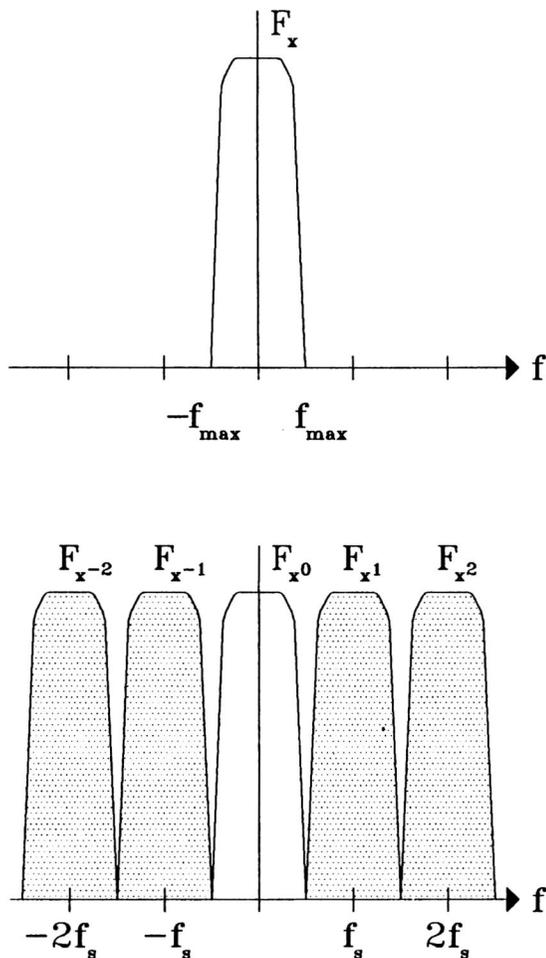


Abb. 4.3 : oben : Frequenzspektrum des kontinuierlichen Signals  
 unten : Frequenzspektrum des getasteten Signals

Während das kontinuierliche Eingangssignal nur das Frequenzspektrum  $F_x(f) = \frac{A}{\Delta T} \cdot F(f)$  besitzt, taucht im Spektrum des diskretisierten Signals das ursprüngliche Spektrum als Aliasspektrum an den Stellen  $n \cdot f_s$  wieder auf. Dies wird klar, wenn man bedenkt, daß die Multiplikation (Modulation) im Zeitbereich einer Konvolution im Frequenzbereich entspricht. Dieser Vorgang wird als "aliasing" bezeichnet und hat Konsequenzen für die Anwendung. Enthält das Frequenzspektrum des kontinuierlichen Signals Anteile, die größer als  $\frac{1}{2} \cdot f_s$  sind, dann ist das Frequenzspektrum des getasteten Signals nicht mehr damit identisch. Das kontinuierliche Signal muß also bandbreitenmäßig begrenzt sein. Dabei gilt die Forderung

$$(4.10) \quad f_{max} < \frac{1}{2\Delta T} = f_{Nyquist}$$

wobei  $f_{max}$  die höchste im Eingangssignal vorhandene Frequenz ist. In Anlehnung an die Arbeiten von Nyquist (1924, 1928) wird  $f_s$  oft als Nyquistfrequenz bezeichnet. Die Formulierung, unter welchen Bedingungen ein kontinuierliches Signal ohne Informationsverlust in ein diskretes Signal gewandelt werden kann und umgekehrt, geht auf Shannon (1949) zurück und wird als "Sampling Theorem" bezeichnet.

### 4.2.2 Konsequenzen für Meßreihen

Betrachtet man physikalische Systeme genauer, so erkennt man, daß ihre Übertragungsfunktion mehr oder weniger steile Flanken besitzt, die sich asymptotisch irgendwann dem Dämpfungswert  $\infty$  nähern. Daraus läßt sich folgern, daß das Spektrum  $F_{x^o}(f)$  immer auch Signalanteile der Aliasspektren enthält. In welchem Maß dies der Fall ist, hängt von der Flankensteilheit und der Abtastfrequenz ab.

Man kann nun diskretisierte Signale in drei Gruppen einteilen, je nachdem wie ihre Spektren beschaffen sind. Zur Verdeutlichung wurde für die folgenden Abbildungen ein spektral weißes Signal durch einen Tiefpaßfilter in seiner Bandbreite begrenzt. Der Filter wurde mit einer Butterworth - Charakteristik 3ten Grades (-60dB/Dekade) und einer Grenzfrequenz (-3dB) bei  $f_0 = 1$  Hertz angenommen. In den Abb. 4.4 bis 4.7 stellt die linke Ordinatenachse die Dämpfung in dB  $[-20 \cdot \log(H(i\omega))]$  dar, während die rechte Ordinatenachse angibt, wieviele Stellen (Bits) des digitalisierten Wertes signifikant sind.

In Abb. 4.4 wurde das Spektrum  $F_{x^1}(f)$  durch Abtastung des Filterausgangs mit einer Samplefrequenz von 14 Hertz erzeugt. Innerhalb des dargestellten Bereiches überlappt es sich nicht mit dem Spektrum 0ter Ordnung. Das bedeutet, daß das gesamte Spektrum  $F_{x^o}(f)$  innerhalb dieser Grenzen identisch mit dem kontinuierlichen Spektrum ist.

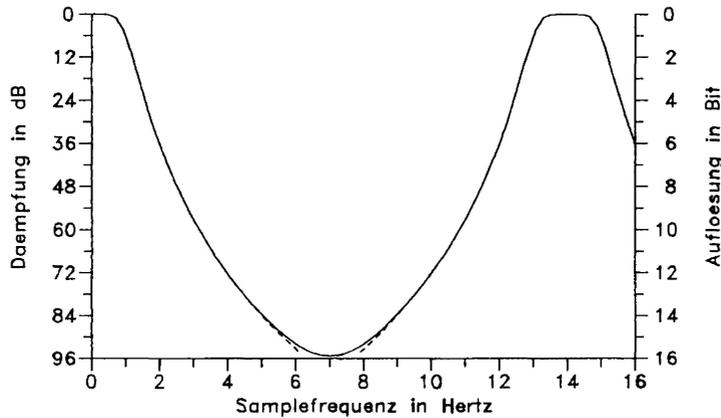


Abb. 4.4 : Spektrum mit  $f_s = 14 \cdot f_0$ . Durchgezogene Linie ist die Summe aller Spektren

In Abb. 4.5 liegt die Samplefrequenz bei 8 Hertz. Die Summenkurve der Spektren wird nie kleiner als -65 dB. Bezogen auf die Grenzfrequenz  $f_0$  des Tiefpaßfilters hat man aber innerhalb des Darstellungsbereichs die volle Auflösung zur Verfügung.

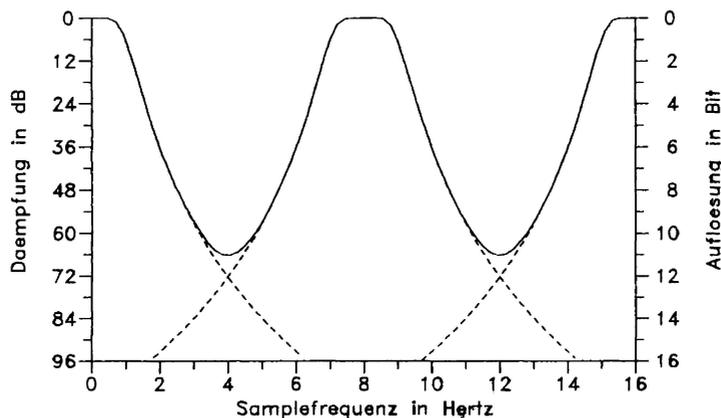


Abb. 4.5 : Spektrum mit  $f_s = 8 \cdot f_0$ . Durchgezogene Linie ist die Summe aller Spektren

In Abb. 4.6 liegt die Samplefrequenz bei 4 Hertz. Die Dämpfungswerte erreichen nur noch -30dB, und man erkennt, daß auch der Gleichspannungsanteil des getasteten Signals nur mit 12 signifikanten Bits dargestellt werden kann. Keine noch so aufwendige Weiterverarbeitung der digitalen Werte kann daran noch etwas ändern.

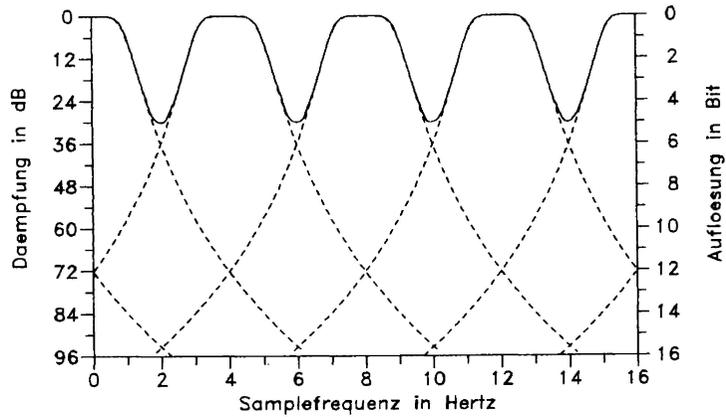


Abb. 4.6 : Spektrum mit  $f_s = 4 \cdot f_0$ . Durchgezogene Linie ist die Summe aller Spektren

Abb. 4.7 zeigt nun als Negativbeispiel die Abtastung mit  $f_s = 2 \cdot f_0$ . Das resultierende Spektrum hat keine Ähnlichkeit mehr mit dem ursprünglichen. Dieses Problem tritt immer bei zu kleiner Abtastfrequenz auf und wird als "undersampling" bezeichnet.

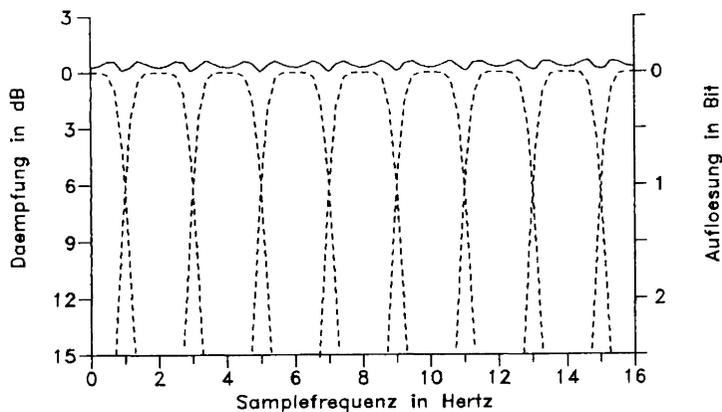


Abb. 4.7 : Spektrum mit  $f_s = 2 \cdot f_0$ . Durchgezogene Linie ist die Summe aller Spektren

Legt man eine Auflösung der anschließenden Digitalisierung von 12 Bit zu Grunde, so sieht man, daß auch in Abb. 4.6 "undersampling" stattfindet, während Abb. 4.5 den Fall beschreibt, in dem das Sampletheorem gerade noch nicht verletzt wird. Diese Quantisierung könnte man als "normalsampling" bezeichnen. In Abb. 4.4 wird dagegen ein System dargestellt, das schneller abtastet, als in Bezug auf die 12 Bit Auflösung notwendig ist. Dieser Sachverhalt wird entsprechend mit "oversampling" umschrieben.

Die Überlegungen gehen, wie anfangs erwähnt, von einem Signal mit konstantem Leistungsdichtespektrum aus. Dabei handelt es sich, bezogen auf Aliasing, um den denkbar ungünstigsten Fall. In der Praxis sind die Frequenzanteile, die tatsächlich in das Spektrum über Ordnung gefaltet werden, nicht so groß, da im allgemeinen Spektren farbig vorliegen. Ein zweiter Punkt betrifft den nicht idealen Sampler, bei dem  $\tau$  nicht Null wird. Der Ausdruck (4.6) variiert dann mit  $n$  und ist stets kleiner als 1. Das hat zur Folge, daß die Aliasspektren kleiner werden. Solange aber  $\tau \ll \Delta T$  ist, muß diesem Punkt keine Beachtung geschenkt werden.

#### 4.2.3 Analog/Digital – Umsetzung

Es gibt sehr viele Möglichkeiten, analoge Werte in eine digitale Darstellung zu überführen. Gemeinsam ist allen, daß dem Eingangswert eine binär gewichtete Größe endlicher Stellenzahl zugeordnet wird. Die folgende kurze Aufstellung gibt die gebräuchlichsten Verfahren an :

- Spannungs/Frequenzumsetzer (VCF Voltage Controlled Frequency, VCO Voltage Controlled Oscillator)
- Integrierende Wandler (Dual Slope, Multiple Slope)
- Rampenverfahren, (Sukzessive Approximation [SA])
- Parallel-Umsetzer (Flash Converter)

##### (1) Spannungs/Frequenzumsetzer

Frequenzumsetzer (VCF Voltage Controlled Frequency, VCO Voltage Controlled Oscillator) wandeln die Eingangsspannung in entsprechende Frequenzen um. Da sich diese, liegen sie im Audiobereich, einfach auf analogen Magnetbandgeräten speichern lassen, wurden diese Wandler schon früher eingesetzt. Berkheimer (1970) beschreibt ihren Einsatz in den MARS 66 Apparaturen. Heute spielt dieses Verfahren dort eine Rolle, wo lange Leitungswege zwischen Sensor und Registriersystem überbrückt werden müssen und die Bandbreite des Signals nicht sehr groß ist. Bei langperiodischen Messungen findet es keine Verwendung, da die Drift des Oszillators direkt in die Messung eingeht. Der VCF wird beim Sensor installiert, so daß über die Leitung nur die der Eingangsspannung proportionale Frequenz übertragen wird. Das vermeidet viele Probleme, vor allem bei kleinen Signalpegeln. Die Frequenzmessung kann mit Mikroprozessoren realisiert werden, die für diese Aufgabe sehr gut geeignet sind. Meistens ist keine zusätzliche Hardware nötig, um diese Aufgabe zu erledigen. Die Programmroutine zur Frequenzmessung zählt innerhalb einer festen Zeit die Anzahl der Nulldurchgänge. Das Ergebnis ist dann das zeitliche Mittel der Frequenz. Da der VCF nur eine begrenzte Bandbreite hat, tritt kein Aliasing auf, wenn die Messungen lückenlos aufeinander folgen. Das bedeutet, daß die Quantisierung und die Digitalisierung in einem Prozeß zusammengefaßt sind und der Abtastvorgang aus der Bestimmung des zeitlichen Mittels der Eingangsgröße besteht. Existieren dagegen Lücken zwischen den Messungen, muß ein Aliasfilter vorgeschaltet werden.

Genausogut wie zur Frequenzmessung eignen sich Mikroprozessoren zur Bestimmung der Längen von Pulsen. In diesem Zusammenhang sind die Pulsdauer- (PDM) und Pulsmodulation (PCM) zu nennen, die aber nicht zu den A/D Wandlungsverfahren gehören, sondern die Kodierung bereits digital vorliegender Daten beschreiben. Dazu wird das Signalwort von einem Encoder in eine serielle Pulsfolge umgewandelt, in deren Dauer (PDM) oder Abfolge verschieden gewichteter Pulse (PCM) die Information verschlüsselt ist. Das Verfahren findet seinen Einsatz in der Signalkommunikation und bei der Massenspeicherung von Daten. In der Geophysik wird das PCM Verfahren beispielsweise bei Telemetriesystemen und feldseismischen Apparaturen der Firma Lennartz eingesetzt.

##### (2) Integrierende Wandler

Die folgenden Darstellungen lehnen sich an Carr (1980), Dumortier (1979) und die INTERSIL Applikationen A017 und A018 an. Für die Messung von Frequenzen unterhalb des Audiobereiches haben integrierende Wandler eine große Bedeutung. Sie haben eine hohe Auflösung, sind wenig Noise – empfindlich und verhältnismäßig billig. Wie der Name bereits ausdrückt, sind diese Wandler um einen Integrator aufgebaut. Abb. 4.8 zeigt die dazugehörige Prinzipschaltung.

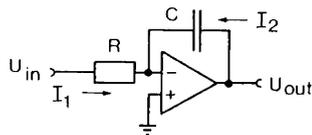


Abb. 4.8 : Operationsverstärker als Integrator

Der Operationsverstärker sorgt dafür, daß  $I_1 = I_2$  ist, wobei gilt

$$(4.11) \quad I_1 = \frac{U_{in}}{R} \quad \text{und} \quad I_2 = C \cdot \frac{dU_{out}}{dt}$$

Zur Bestimmung von  $U_{out}$  werden beide Seiten integriert und nach  $U_{out}$  aufgelöst.

$$(4.12) \quad \int_0^T \frac{C \cdot dU_{out}}{dt} dt = \int_0^T \frac{U_{in}}{R} dt$$

$$(4.13) \quad U_{out} = \frac{1}{RC} \int_0^T U_{in} dt$$

Die einfachste Form des integrierenden Wandlers ist der 'Dual Slope' Wandler. In Abb. 4.9 erkennt man leicht den Integrator wieder.

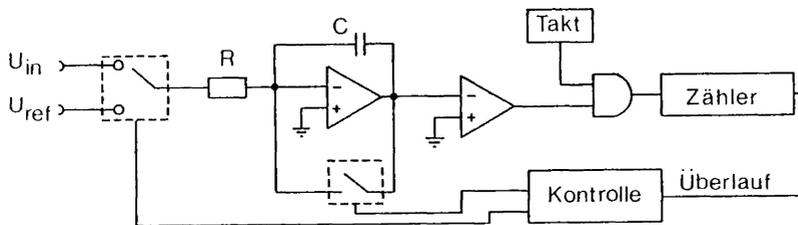


Abb. 4.9 : Prinzipschaltung des 'Dual Slope' Wandlers

Der Schalter über dem Integrationskondensator C, normalerweise ein Feldeffekttransistor, ermöglicht eine definierte Anfangsbedingung, sodaß ein Umsetzungszyklus immer mit  $U_1 = 0$  beginnen kann. Anschließend folgt ein Komparator, der feststellt, ob  $U_1$  größer oder gleich 0 Volt ist. Im ersten Fall wird das Taktsignal von der Torschaltung zum Zähler weitergeleitet, im zweiten Fall gesperrt. Zu Beginn der Wandlung setzt die Kontrollschaltung den Zähler auf Null, den Integrator zurück und verbindet den Integratoreingang über den Eingangsschalter mit der unbekannte Spannung. Diese wird nun integriert und sobald  $U_1$  größer als 0 Volt ist, öffnet der Komparator die Torschaltung, damit der Zählvorgang beginnt. Nach einiger Zeit erzeugt der Zähler einen Überlauf und steht wieder auf Null. Das Überlaufsignal veranlaßt die Kontrolllogik, den Eingangsschalter auf die Referenzspannung zu legen, deren Polarität so gewählt ist, daß sich C entlädt. Da die Referenzspannung konstant ist, ist auch die Flanke der Entladungskurve immer gleich steil. Der Zähler zählt also von Null weiter aufwärts, solange bis  $U_1$  wieder bei 0 Volt angelangt ist und der Komparator die Torschaltung schließt. Der Zählerstand ist jetzt ein Maß für das Verhältnis der unbekanntes Eingangsspannung zur bekannten Referenzspannung über die Integrationszeit. Der Vorteil dieser Methode gegenüber dem VCF Verfahren ist, daß die Frequenz des Taktozillators nur über einen Meßzyklus konstant zu sein braucht. Die Langzeitkonstanz der gesamten Schaltung hängt in erster Linie von der Drift der Referenzspannung ab. Die gängigen integrierten A/D Wandler dieses Typs führen darüber hinaus noch nach jedem Meßzyklus einen Abgleich des Nullpunktes (Autozero) durch, sodaß Offsetdriften keinen Einfluß auf die Messung haben. Die Auflösung des Verfahrens hängt von der Genauigkeit ab, mit der man den Nulldurchgang von  $U_1$  festlegen kann. Es wurden Wandler (Triple Slope, etc.) entwickelt, die in der Nähe des Nullpunktes auf kleinere Referenzspannungen umschalten und so die Steilheit der Desintegrationsflanke verkleinern. Damit läßt sich der Nulldurchgang zeitlich genauer festlegen. Beim Einsatz integrierender Wandler muß berücksichtigt werden, daß während der Desintegrations- und der Autozerophase eine Abtastlücke entsteht, die Aliasing produzieren kann, also entsprechende Vorkehrungen getroffen werden müssen. Ein weiterer Punkt ist die Dauer eines Wandlungszyklus. Er ist in der beschriebenen Form abhängig von der Meßgröße, da sie die Länge der Desintegrationsphase bestimmt. Bei Digitalmultimetern zum Ablesen einzelner Werte ist dies nicht weiter von Belang, werden aber solche Wandler zur Erfassung von Zeitreihen eingesetzt, muß durch Einfügen entsprechender Totzeiten oder durch Triggerbetrieb erreicht werden, daß die Meßwerte äquidistant vorliegen.

Eine Weiterentwicklung der Firma PREMA dieses Meßverfahrens gestattet eine Messung mit kontinuierlicher Integration ohne Lücken. Dabei wird das Eingangssignal während der Desintegrationsphase nicht weggeschaltet, sondern der Desintegrationsstrom mit entsprechendem Vorzeichen in periodischen Abständen im Summenpunkt des Integrators eingespeist. Die Summe aller Desintegrationszyklen über eine festgelegte Zeit ist dann ein Maß für die Eingangsspannung. Ein Nullabgleich kann dann aber nicht mehr automatisch erfolgen, sondern muß explizit durchgeführt werden. Ein Wandler diesen Typs wird, wie in Kapitel 6 beschrieben, zur Erfassung des Ausgangssignals des ET18 verwendet.

(3) Rückgekoppelte Wandler

Ein einfaches Beispiel für einen rückgekoppelten Wandler (Feedback Converter) ist das Rampenverfahren (Binary Ramp). Diese Methode ist erheblich schneller als integrale Verfahren, setzt aber voraus, daß sich das Eingangssignal während einer Messung weniger als das LSB (Least Significant Bit) ändert. Das bedeutet, daß diese A/D Umsetzer immer einen Aliasfilter und eine Sample & Hold Schaltung benötigen. Letztere diskretisiert das kontinuierliche Eingangssignal wie im Kap. 4.2.1 beschrieben und hält es für den gesamten Meßzyklus als Analogwert fest. Abb. 4.10 zeigt die Zusammenhänge bei diesem Wandlertyp.

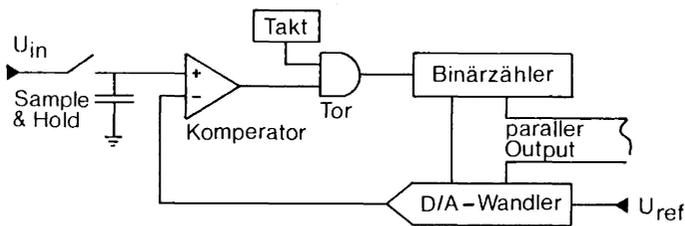


Abb. 4.10 : Prinzip eines rückgekoppelten Wandlers

Der Komparator vergleicht die unbekannte Eingangsspannung mit dem Ausgang eines D/A-Wandlers. Solange diese kleiner ist, wird die Torschaltung freigegeben und das Taktsignal erhöht den Binärzähler, an dessen parallelem Ausgang der D/A-Wandler angeschlossen ist. Die Ausgangsspannung des D/A-Wandlers wird also solange erhöht, bis die Eingangsspannung erreicht ist. Der Komparator schaltet um, und der Binärzähler wird angehalten. An seinem Ausgang liegt nun ein digitaler Wert, der ein Maß für die Meßgröße ist. Noch schneller wird dieser Wandlertyp, wenn man nicht den Eingangswert des D/A-Wandlers linear hochzählt, sondern binär wichtet. Das als sukzessive Approximation bezeichnete Verfahren setzt zunächst das MSB (Most Significant Bit) im Eingangsregister des D/A-Wandlers. Jetzt wird am Komparatorausgang überprüft, ob die erzeugte Spannung größer als die unbekannte Eingangsspannung ist. Ist das der Fall, wird das eben gesetzte Bit wieder gelöscht, anderenfalls bleibt es gesetzt. Dieses Schema wendet man absteigend auf die gesamte Wortbreite des D/A Wandlers an und erhält als Ergebnis die gesuchte digitale Darstellung der Meßgröße.

Legt man als Beispiel einen 12-Bit Wandler zu Grunde, benötigt das SA-Verfahren immer 12 Schritte zur Wandlung, während das Rampenverfahren in Abhängigkeit von der Eingangsspannung bis zu 4096 Schritte benötigen kann. Im allgemeinen zieht man die SA-Methode vor, da sie bei vergleichbarer Taktrate mit einer einfacheren Sample & Hold Schaltung auskommt, da die Umsetzzeit viel kleiner ist. Der im Kap. 5.2 beschriebene Signalprozessor arbeitet mit A/D-Wandlern diesen Typs.

(4) Parallel-Umsetzer

Es mag zunächst etwas erstaunen, in einer Arbeit, die sich ausschließlich mit Signalen unterhalb des Audibereiches befaßt, einen Abschnitt über Parallel-Umsetzer zu finden. Sie zeichnen sich gegenüber den anderen Wandlern dadurch aus, daß sie besonders schnell sind, aber keine große Auflösung vorweisen können. Ihre Geschwindigkeit kommt daher, daß sie das Eingangssignal in einem Schritt umwandeln.

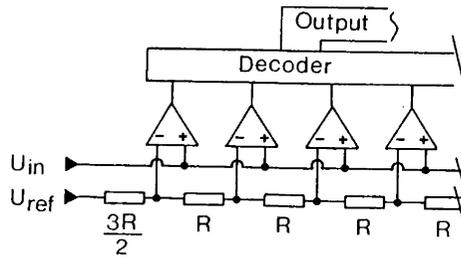


Abb. 4.11 : Prinzipschaltung eines Parallel-Umsetzers

Wie Abb. 4.11 erkennen läßt, besteht der A/D Wandler aus einem Stapel von Spannungskomparatoren, die über ein Widerstandsnetzwerk so beschaltet sind, daß sich ihre Schaltspannungen um je ein LSB von den benachbarten Komparatoren unterscheiden. Daraus ergibt sich das Problem, daß man für  $n$ -Bit Auflösung  $2^n$  Komparatoren benötigt. Bei z.B. 4 Bit Auflösung also bereits 16 identische Komparatoren und eine entsprechende Zahl identischer Widerstände. Deshalb spielen diese Wandler z.Z. nur dort eine Rolle, wo bei hohen Frequenzen Signale geringer Dynamik verarbeitet werden, z.B. in der digitalen Bildverarbeitung. Es ist aber möglich, durch Überabtastung (Oversampling, Kap. 4.3.1) und anschließender Datenreduktion per Software, sehr hohe Auflösungen in einem A/D Wandler-System zu erreichen, auch wenn der A/D Wandler selber im Extremfall nur eine Auflösung von 1 Bit besitzt. Es spricht vieles dafür, daß im Zuge der weiteren Entwicklung hochintegrierter Signalprozessoren, Parallel-Umsetzer gerade in diesem Frequenzbereich eine große Bedeutung erlangen werden.

#### 4.3.1 Auflösungsteigerung durch Oversampling

Die Darstellung des Oversamplingprinzips lehnt sich an den Artikel von Henkel (1986) an. Betrachtet man die Spektren getasteter Signale aus Kapitel 4.2.2 nach der A/D Wandlung, dann ergibt sich eine untere Auflösung durch die endliche Wortlänge des Wandlers.

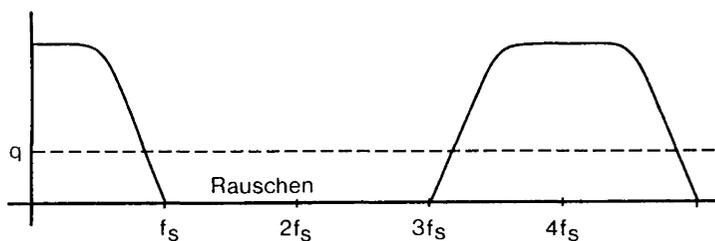


Abb. 4.12 : Spektrum nach der A/D Wandlung

In Abb. 4.12 ist dieser Sachverhalt für ein Signal dargestellt, bei dem kein Aliasing auftritt und das schneller gesampelt wurde, als das Abtasttheorem verlangt. Die begrenzte Auflösung des Wandlers verursacht einen Quantisierungsfehler  $q$ , der dem LSB entspricht und Rauschen erzeugt. Dabei sei vorausgesetzt, daß dieses Rauschen ein konstantes Leistungsdichtespektrum hat, also weiß ist. Dann ist die Rauschleistung

$$(4.14) \quad P_r \sim q^2$$

wobei  $q$  das Verhältnis des größten Eingangswert  $E$  zur binären Wortbreite  $n$  beschreibt.

$$(4.15) \quad q = \frac{E}{2^n}$$

Das in Abb. 4.12 dargestellte Spektrum wird jetzt mit einem digitalen Tiefpaßfilter von dem hochfrequenten Rauschanteil befreit, wobei davon ausgegangen wird, daß das Tiefpaßfilter durch entsprechende Vorgabe der Wortlänge seiner Koeffizienten selber keinen Beitrag zum Rauschen leistet. Als Ergebnis erhält man das Spektrum in Abb. 4.13,

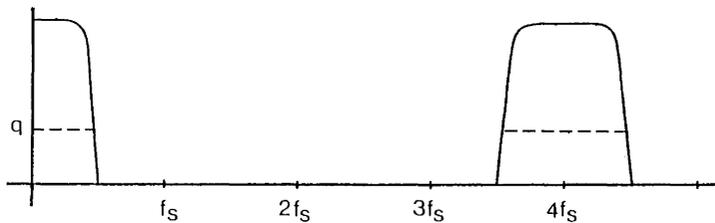


Abb. 4.13 : Das Spektrum nach der digitalen Tiefpaßfilterung

in dem der Rauschanteil auf  $1/4$  reduziert ist. Aus den beiden Gleichungen (4.14) und (4.15) ergibt sich

$$(4.16) \quad n \sim \text{ld} \frac{E}{\sqrt{P_r}}$$

wobei ld für den Zweierlogarithmus steht. Eine Reduzierung der Rauschleistung um den Faktor 4 erhöht n demnach um 1 Bit. Allgemein läßt sich ableiten, daß die Steigerung der Auflösung durch Oversampling proportional der Wurzel des Oversamplingfaktors ist. So bringt beispielsweise ein Oversamplingfaktor von 1000 einen Gewinn um 5 Bit in der Auflösung, immer eingedenk der Voraussetzung, daß der Rauschanteil weiß und frei von Aliasrauschen ist und der Filterprozess keinen Beitrag zum Rauschen liefert (man wird richtig durstig). Das Signal am Ausgang des Tiefpaßfilters ist nun überbestimmt und kann ohne Informationsverlust durch Unterabtastung um den Oversamplingfaktor reduziert werden. Aus der Darstellung Abb. 4.13 ergibt sich nun in Abb. 4.14 das Spektrum mit der gewünschten Samplefrequenz  $f$  und einer um 1 Bit gesteigerten Auflösung.

Für diese Betrachtung war die Voraussetzung des konstanten Leistungsdichtespektrums des Quantisierungsfehlers (4.14) entscheidend. Zürn (1976) zeigte, daß für kohärente Quantisierungsfehler die erreichbare Auflösung eine Grenze besitzt.

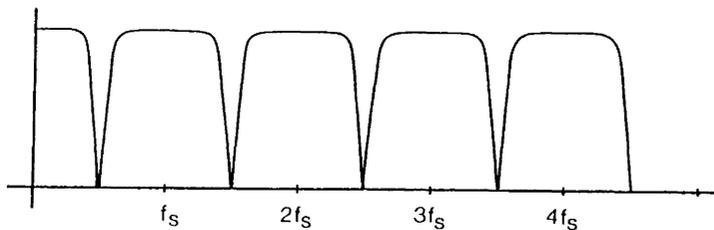


Abb. 4.14 : Spektrum nach Unterabtastung des Filterausgangs

Dieses Problem läßt sich umgehen, wenn man Oversampling in rückgekoppelten Wandler-Systemen einsetzt. Schleifer (1987) beschreibt die Zusammenhänge in einer Artikelreihe. Seine Begründung für die Auflösungssteigerung läßt sich folgendermaßen zusammenfassen : Diese Systeme beruhen dem Prinzip, daß das Quantisierungsrauschen durch die Rückkopplung vom Durchlaß- in den Sperrbereich des Tiefpaßfilters transformiert wird und deshalb im Ausgangssignal nicht mehr vorhanden ist. Steim (1986) beschreibt einen kontinuierlichen 24 Bit Umsetzer mit einem 15 Bit A/D Wandler und einem Oversamplingfaktor von 64. Er erreicht bei einer Grenzfrequenz von 7.5 Hertz ein Eigenrauschen, das unter 140 dB bezogen auf den Vollausschlag liegt. In der Arbeit werden noch zwei weitere Wandler untersucht, die in dieselbe Kategorie einzuordnen sind. Der EDME Wandler von Gould erreicht eine

Abtastfrequenz und ist unter der Typenbezeichnung CS5316 im Handel. Laut einer Notiz in der Zeitschrift Elektronik (Nr. 5, S. 18, 1987) besitzt er bei 5 Volt Versorgungsspannung lediglich 200 mW Leistungsaufnahme.

### 4.3 Digitale Filter

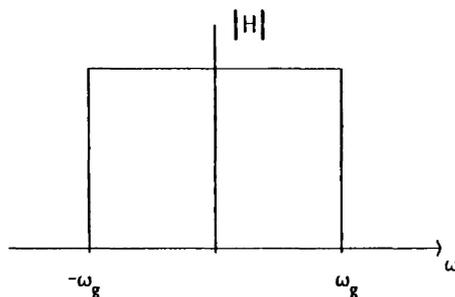
Aus dem im letzten Kapitel dargestellten Sachverhalt wird klar, daß bei der Auflösungssteigerung dem digitalen Tiefpaßfilter eine entscheidende Bedeutung zukommt. Deshalb soll im Folgenden ein Überblick über die Entwurfsproblematik gegeben werden.

Ausgangspunkt für den Entwurf ist die Übertragungsfunktion des Filters im Frequenzbereich. Danach unterscheidet man Tief-, Hoch- und Bandpaß- sowie Bandsperrfilter. Bei digitalen Hochpaßfiltern ist zu bedenken, daß nur Pseudohochpässe realisiert werden können, da es sich um getastete Signale handelt.

Im weiteren werden nur zeitinvariante Systeme betrachtet, die durch

$$(4.17) \quad H(i\omega) = H_0(\omega) \cdot e^{-i\omega t}$$

beschrieben werden. Insbesondere gibt die Untersuchung des idealen Tiefpaßfilters einen Einblick in die Problematik der Filterkonstruktion. Der Phasengang des idealen Tiefpaßfilters ist linear, d.h. es liegen keine Phasenverzerrungen vor und man kann den Filter im Frequenzbereich wie in Abb. 4.15 beschreiben.



$$H_0 = \begin{cases} H_0(0) & \text{für } |\omega| \leq |\omega_g| \\ 0 & \text{für } |\omega| > |\omega_g| \end{cases}$$

Abb. 4.15: Übertragungsfunktion des idealen Tiefpaßfilters

Die Impulsantwort erhält man durch die inverse Fouriertansformation von  $H(i\omega)$ . Dies führt zu

$$(4.18) \quad \begin{aligned} h_0(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} H_0(0) \cdot e^{i\omega(t-t_0)} d\omega \\ &= H_0(0) \cdot \frac{\omega_0}{\pi} \cdot \frac{\sin \omega_0 \cdot (t-t_0)}{\omega_0 \cdot (t-t_0)} \end{aligned}$$

Die in Abb 4.16 dargestellte Impulsantwort  $h_0(t)$  ist bereits für negative Werte von  $t$  nicht mehr 0, der ideale Tiefpaßfilter ist also kein kausales System. Da seine Impulsantwort nicht absolut integrierbar ist, wegen (4.18) erhält man den Integralsinus, ist dieser Filter auch nicht stabil. Die Herleitung, daß dies auch für diskrete Systeme gilt, findet man bei Schüßler (1984).

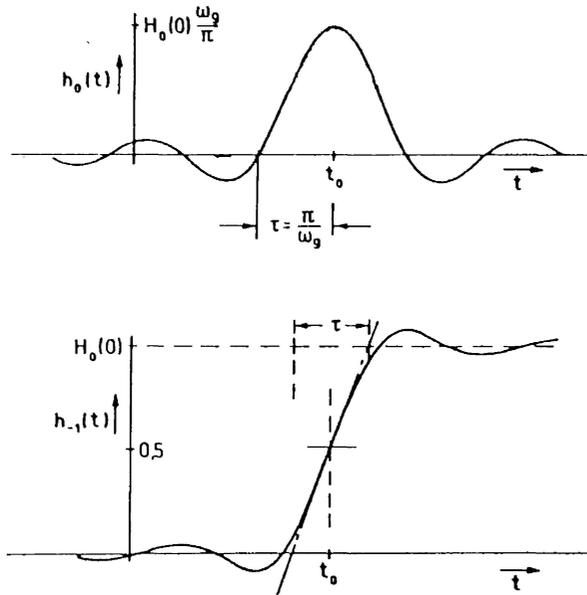


Abb. 4.16 : Impulsantwort des idealen Tiefpaßfilters  
(aus Schüßler, 1984)

Vor allem die Kausalitätsbedingung ist einer näheren Betrachtung wert. Kausale Systeme werden dadurch beschrieben, daß die Systemantwort sich nur aus Anteilen zusammensetzt, deren Ursachen in der Vergangenheit liegen, während nichtkausale Systeme bereits zukünftige Ereignisse kennen müssen und diese einen Beitrag zur gegenwärtigen Systemantwort liefern. Diese, auf den ersten Blick etwas weltfremde Forderung kann sehr einfach realisiert werden, wenn man die 'Systemgegenwart' in die Vergangenheit legt. Dazu müssen die Eingangswerte zwischengespeichert werden, was bei digitalen System sowieso schon geschieht. Alle Ausgangswerte des Filters sind dann zeitlich um die konstante Differenz zwischen Gegenwart und 'Filtergegenwart' versetzt. Normalerweise spielt das in solchen Anwendungen keine Rolle, bei denen Filter nicht Teil eines Regelkreises sind, bei denen es darauf ankommt, die Filterlaufzeit zu minimieren.

Kausale Filter, ob analog oder digital realisiert, können dagegen nur eine Seite der Impulsantwort nachbilden und deshalb auch nie die Forderung nach einem linearen Phasengang erfüllen.

#### 4.3.1 Konstruktion von Filtern

Zur Konstruktion eines Filteroperators wird zunächst die Übertragungsfunktion des Filters im Frequenzbereich durch einen analytischen Ausdruck approximiert. Die inverse Fouriertransformierte ergibt die gewünschte Stoßantwort, die den Filteroperator im Zeitbereich beschreibt. Die Netzwerktheorie stellt einen ganzen Katalog von Funktionsklassen zur Verfügung, die unter vorgegebenen Randbedingungen die beste Approximation liefern. So erhält man z.B. mit der Vorgabe der kleinsten Welligkeit im Durchlaßbereich die Approximation mit Butterworthpolynomen, die sich andererseits durch eine geringe Flankensteilheit auszeichnen. Die Anpassung der gewählten Funktion kann nun über Tabellen oder entsprechende Algorithmen stattfinden, die meistens iterativ arbeiten und als Abbruchkriterium ein vorgegebenes Toleranzfeldschema berücksichtigen.

Als Ergebnis erhält man die Übertragungsfunktion in Form eines Polynombruches und die daraus berechnete Stoßantwort ebenfalls in dieser Schreibweise. Der Filterprozess kann nun auf zwei verschiedene Arten beschrieben werden.

##### (1) Rekursive Filter

Der Polynombruch wird mittels Partialbruchzerlegung so umgeformt, daß er als Summe von Polynombrüchen 1. und 2. Ordnung vorliegt. Diese Rechenvorschrift kann nun direkt auf die Meßwerte angewandt werden. Als Beispiel sei die Umsetzung der Übertragungsfunktion 1. Ordnung dargestellt.

$$(4.19) \quad H(z^{-1}) = \frac{A_{0n}}{1 + B_{1n} \cdot z^{-1}}$$

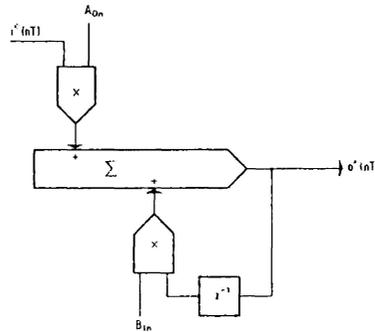


Abb. 4.17 : Rekursive Darstellung der Übertragungsfunktion 1. Ordnung  
(aus Best, 1982)

Der Eingangswert  $i^*(nT)$  wird mit der Konstanten  $A_{0n}$  multipliziert, während der letzte Ausgangswert über den Zwischenspeicher  $z^{-1}$  um ein Sample verzögert, mit der Konstanten  $B_{1n}$  multipliziert wird. Die Summe beider Produkte ist der neue Ausgangswert  $o^*(nT)$ . Aus dieser Darstellung wird auch die Bezeichnung IFR (Infinite Impulse Response) für diese Form der Filterbeschreibung klar, da ein Ereignis über die Rückkopplung  $z^{-1}$  im Prinzip unendlich lange einen Beitrag zum Ausgangssignal leistet. Der Filter 'vergißt' die Vergangenheit nicht. Deshalb lassen sich mit rekursiven Filtern normalerweise nur kausale Systeme realisieren, da sie sonst, ebenso wie sie die gesamte Vergangenheit berücksichtigen, auch die gesamte Zukunft einer Zeitreihe kennen müßten. Eine Möglichkeit, dies trotzdem zu erreichen, besteht darin, den Filteroperator einmal vor- und anschließend rückwärts, also von der Zukunft in die Vergangenheit, auf die Zeitreihe anzuwenden. Diese zweimalige Filterung erlaubt es, auch mit rekursiven Filter nichtkausale Systeme zu simulieren, ist aber nur auf bereits vollständig erstellte Zeitreihen anwendbar.

Analoge Filter, vor allem RC-Filter, die mit Operationsverstärkern arbeiten, lassen sich nach demselben Prinzip entwerfen und beschreiben. Numerische Rekursivfilter sind im Grunde die digitale Nachbildung von analogen Schaltungen.

Der Vorteil von rekursiven Filtern liegt bei den kurzen Filteroperatoren und dem daraus resultierenden geringen Rechenaufwand. Vor allem in Regelkreisen und anderen 'real-time' Anwendungen kann man auf diese Eigenschaft nicht verzichten. Nachteilig ist, daß die rekursiven Filter, wie alle rückgekoppelten Systeme, instabil werden können. Auf Grund der endlichen Wortlänge der Filterkoeffizienten können Rundungsfehler dazu führen, daß, analog ausgedrückt, mehr Energie rückgekoppelt wie zugeführt wird. Die entsprechende Anlagenschaltung ist ein Oszillator. Im allgemeinen stellen deshalb rekursive Filter große Anforderungen an die interne Wortlänge des Filterprozesses und an den Entwurf, der numerisch ungünstige Verhältnisse bei der Partialbruchzerlegung vermeiden muß.

(2) Transversale Filter

Hier wird die Stoßantwort des Filters als Zeitreihe endlicher Dauer diskret bestimmt und die entsprechenden Stützstellen als Filterkoeffizienten abgelegt. Der Filterprozeß ist nun nichts anderes, als die gleitende Wichtung der Meßwerte mit dem Filteroperator.

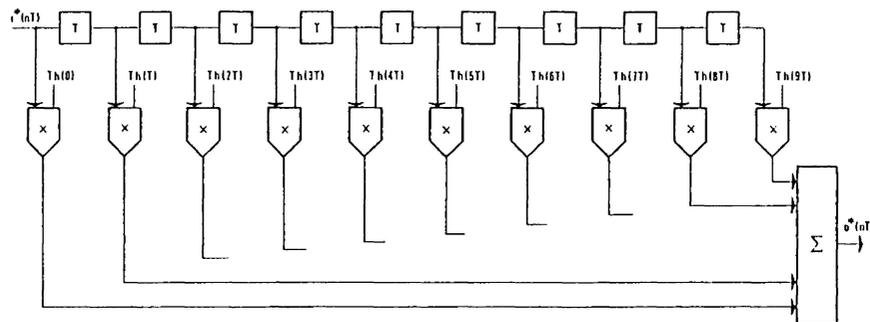


Abb. 4.18 : Darstellung eines Transversalfilters mit 10 Koeffizienten  
(aus Best, 1982)

Man erkennt, daß in Abb 4.18 die Anzahl der Multiplikationen und Additionen der Stützstellenanzahl der Stoßantwort entspricht, also viel größer als beim rekursiven Ansatz ist. In dem Beispiel aus Abb 4.18 werden die 10 letzten Meßwerte zur Bestimmung der Filterantwort herangezogen. Ein Ereignis, das älter wie 10 Samples ist, hat keinen Einfluß mehr auf das Ergebnis. Der Filter kennt also nur einen begrenzten Teil der Vergangenheit. Diesem Sachverhalt wird durch die Bezeichnung FIR (Finite Impulse Response) Filter Rechnung getragen.

Der Nachteil dieses Verfahrens ist der große Rechenaufwand beim Filtern. In vielen Applikationen überwiegen allerdings die Vorteile. Der Filter ist garantiert stabil, da keine Rückkopplung vorliegt. Das Problem der Instabilität, das man bei dem idealen Tiefpaßfilter durch den Integralsinus erhält, ist bei der transversalen Formulierung nicht gegeben. Der Operator besitzt eine endliche Länge, und ist deshalb immer absolut integrierbar und somit stabil. Spiegelt man den Filteroperator am Summationspunkt (Filtergegenwart), erhält man einen symmetrischen Operator mit ungerader Stützstellenanzahl, der ein nicht kausales System beschreibt. So lassen sich auf einfache Weise Filter mit linearem Phasengang realisieren, die dem idealen Filter sehr nahe kommen. Linearer Phasengang bedeutet dabei, daß bezogen auf die Filtergegenwart keine Phasenverschiebung auftritt. Das im nächsten Kapitel beschriebene Registriersystem arbeitet aus diesem Grund mit einem nicht kausalen Tiefpaßfilter zur Datenreduktion und Auflösungssteigerung.

## 5. Beschreibung des Registriersystems

### 5.1 Vorbemerkung

Entwicklungsziel war, die vorhandenen hochauflösenden Sensoren mit einem Registriersystem auszustatten, das sowohl von der Dynamik als auch von der zeitlichen Auflösung her dem Signalinhalt gerecht wird. Dabei stand in erster Linie die Forderung nach einer flexiblen Lösung und nicht die Entwicklung eines Minimalsystems im Vordergrund.

Das Registriersystem selber besteht aus vier Einheiten, der A/D- Wandlung, der Datenverarbeitung, dem Massenspeicher und der Zeitbasis.

#### (1) A/D - Wandlung

Die A/D- Wandlung wird in einem autonomen Subsystem durchgeführt, das mit dem restlichen Teil des Registriersystems über den IEEE 488 Bus gekoppelt ist. Damit ist die flexible Anpassung der Hardware an unterschiedlichste Meßprobleme gewährleistet, da es eine Fülle von professionellen Meßgeräten auf dem Markt gibt, die diesen Bus bedienen.

#### (2) Rechner

Der Rechner, der die Bussteuerung und die Datenverarbeitung übernimmt, muß mit Hilfe geeigneter Software in der Lage sein, die Meßwerte intern mit einer so großen Wortlänge zu verarbeiten, daß die Ausgangswerte mit der in Kapitel 3.3.4 geforderten Wortbreite signifikant sind. Da der eingesetzte transversale Tiefpaßfilter viele Multiplikationen mit mehrfacher Wortlänge durchführen muß, kam nur eine moderne 16 Bit CPU in Frage, die in einer Umgebung läuft, die nicht nur eine umgeschriebene 8 Bit Betriebssysteme unterstützt, sondern die Programmierung eines Registriersystems mit Echtzeitanweisungen zuläßt.

#### (3) Massenspeicher

Die Entscheidung für den Massenspeicher fällt bei der Auswahl der Rechnerhardware fast von selbst, da durchgängig als externes Speichermedium Plattenlaufwerke eingesetzt werden. Sie sind, abgesehen von der Speicherkapazität, den Bandlaufwerken in jeder Hinsicht überlegen. Ausgehend von der Marktsituation waren bei der Entwicklung des Registriersystems nur 5 1/4" Laufwerke mit entsprechender Kapazität und Betriebssicherheit vorhanden. Für neue Entwicklungen würde man wohl die noch einfacher zu handhabenden 3 1/2" Laufwerke vorziehen. Andere Massenspeicher, wie z.B. Magnetblasenspeicher oder optische Platten sind erheblich teurer und bieten keinen entscheidenden Vorteil oder sind für den geplanten Einsatz schlicht überdimensioniert.

Die gewählte Lösung besteht aus ein bis vier 5 1/2" Laufwerken, die doppelseitig mit 80 Spuren beschrieben werden. Die formatierte Speicherkapazität beträgt 655 kByte. Die Hardware läßt den Anschluß jedes anderen gängigen Massenspeichers zu.

Ordnet man jedem Kanal ein Laufwerk zu und normiert bei einer Datenwortbreite von 4 Byte (32 Bit) die Speicherkapazität auf die Sekundenanzahl eines Tages, erhält man den Faktor 1.89. Damit lassen sich für einen vorgegebenen Sampleabstand die

Intervalle in Tagen für einen Diskettenwechsel angeben. Bei einem Sampleabstand von 16 Sekunden ergeben sich beispielsweise 30 Tage Registrierdauer. Dieser Abstand, und in weiten Bereichen jeder Andere, ist ohne Hardwareänderung frei wählbar.

(4) Zeitbasis

Bei der angestrebten Auflösung des Systems muß die zeitliche Zuordnung und die Äquidistanz der Meßwerte entsprechend genau sein (Asch 1983). Eine grobe Abschätzung ergibt bei 110dB Auflösung der Gezeitsignale (Kap. 3.3.4), daß sich die Meßwerte bei Zeiten großer Gradienten bereits im Sekundenabstand signifikant ändern können. Ein weiterer Punkt betrifft die Langzeitstabilität der Zeitbasis. Periodische Zeitfehler, wie sie etwa durch monatliches Stellen einer Uhr auftreten, müssen vermieden werden. Aus diesen Gründen wurde eine selbstsynchronisierende Funkuhr als Zeitbasis gewählt. Die zeitliche Auflösung der Software (Erkennen und Bedienen einer Unterbrechung) liegt im schlechtesten Fall bei 100 msec.

5.2 Die Hardware des Registriersystem für den Askania Bohrlochneigungsmesser

In Abb 5.1 ist die gesamte Hardware schematisch dargestellt. Links oben ist ein Pendelkanal mit der kapazitiven Meßbrücke und dem Signalweg bis zur A/D- Wandlung sowie die Einspeisung der Gegenspannung über den 10 k $\Omega$  Widerstand zu erkennen. Dieser Teil wurde bereits in Kap. 3.2.6 bis Kap. 3.2.8 beschrieben.

Die restliche Hardware besteht aus zwei Rechnern, die sich die anfallenden Aufgaben teilen. Der erste übernimmt die A/D- Wandlung und die Ausgabe der Rohdaten als Papierscrieb, während der zweite Rechner die Meßbereichsauswahl steuert, die Filterung und Datenreduktion durchführt, die Gegenspannungen für das Pendel erzeugt und die Meßwerte auf Disketten abspeichert.

(1) der Digitalschreiber W+W500sp

Beim ersten Rechner handelt es sich um den Digitalschreiber 500sp der Firma W+W, der als modulares Mehrprozessorensystem aufgebaut ist. Die einzelnen Module sind Rechnersubsysteme, die die A/D- Wandlung steuern, die Tastatur abfragen und die Anzeige bedienen, oder die Servos für den Papiertransport und die Schreibstifte ansteuern und deren Position abfragen. Alle Module kommunizieren mit dem 16 bit Hauptprozessor (8086) über ein internes Bussystem. Durch den modularen Aufbau ist das Schreibersystem an die unterschiedlichsten Meßprobleme durch Modulaustausch anpaßbar. Der Schreiber verfügt über die Möglichkeit, mathematische Funktionen auf einzelne Kanäle anzuwenden oder verschiedene Eingangskanäle zu verknüpfen und das Ergebnis dann an die Ausgabeeinheiten weiterzuleiten. Außer den Grundrechenarten und Skalierungsfunktionen stehen auch Integrations- und Differentiationsalgorithmen zur Verfügung. Alle Meldungen, die der Schreiber erzeugt, werden in Klarschrift auf dem Papier protokolliert. Außerdem ist ein IEEE 488 Interface vorhanden, über das die beiden Rechnersysteme Daten und Befehle austauschen können.

Der Schreiber ist in der Lage, bis zu 8 Eingangsmodule zu bedienen. Im vorliegenden Fall sind vier Kanäle belegt, wobei die zwei, mit denen die Pendelkanäle erfaßt werden, als Digitalvoltmeter (DVM) ausgeführt sind. Tabelle 5.1 ist ein Auszug aus dem Handbuch des W+W500sp und gibt die Daten eines DVM wieder.

Bei der vorliegenden Anwendung werden die Einschübe im 10 mV oder 20 mV Bereich betrieben. Wichtig ist dabei die Möglichkeit der Nullpunkunterdrückung von  $\pm 1000 \%$ , so daß der eigentliche Meßbereich  $\pm 1$  Volt bzw.  $\pm 2$  Volt beträgt.

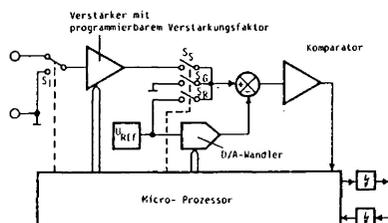


Abb 5.2 Prinzipschaltung des Eingangsmoduls (Auszug aus dem Handbuch)

Abb 5.2 gibt den schematischen Aufbau des Eingangsmoduls wieder. Man erkennt, daß es sich um einen rückgekoppelten A/D- Wandler handelt, bei dem ein Mikroprozessor alle Funktionen zur Steuerung der sukzessiven Approximation durchführt (Vergl. Kap.

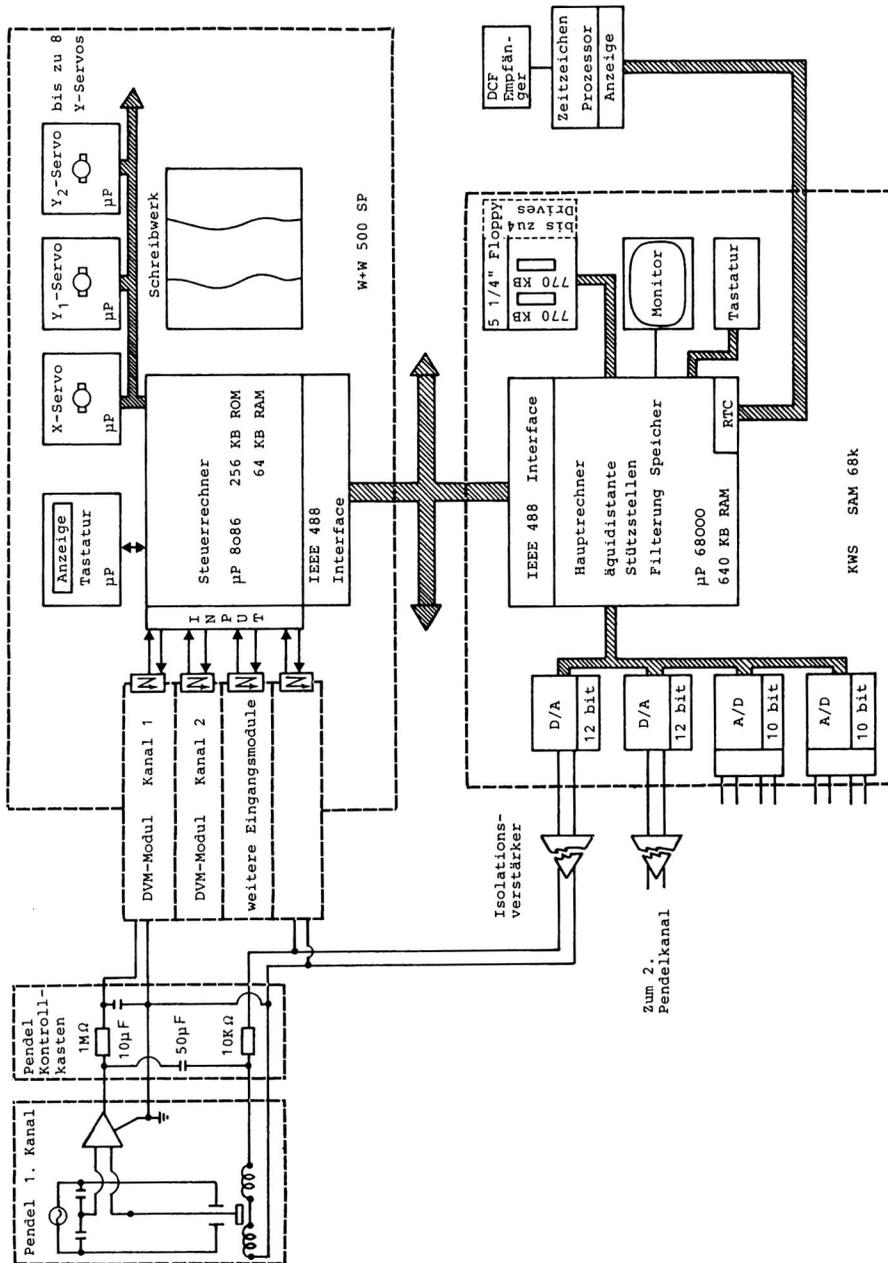


Abb. 5.1: Blockdiagramm des Registersystems für die Pendel.

Tab 5.1: Datenblatt zum DVM Eingangsmodul des W+W500sp.  
(Auszug aus dem Handbuch)

Ausser für den Digital-Filter basieren alle technischen Daten auf Messungen mit einer Zeitkonstante von 0.2 Sekunden.

Messbereiche  
Verstärkerkonfiguration  
Eingangsimpedanz (alle Bereiche bei 25°C)  
Vollausschlag-Genauigkeit (bei 25°C  
Nullpunktunterdrückung: Aus Status:1)

-200.0V/mV...+200.0V/mV  
Einkanalverstärker asymmetrisch  
≥ 1MΩ  
min 99.9% typ. 99.95%

Bereich <sup>1)</sup>	Auflösung		Eingangs-Offset-Spannung		Durchschnittlicher Temp. Koeff. der Eingangs-Offset-Spannung		Eingangsstrom		CMRR <sup>2)</sup> bei 50Hz
	min. bits	typ. bits	typ. $\mu$ V	max. $\mu$ V	typ. $\mu$ V/K	max. $\mu$ V/K	typ. nA	max. nA	typ. dB
1mV	11	11.2	2.5		0.1		2	5	132
2mV	11	11.2	2.5		0.1		2	5	132
4mV	11	11.2	2.5		0.1		2	5	132
10mV	11	11.2	2.5		0.1		2	5	132
20mV	11	11.4	2.5		0.1		2	5	132
50mV	11	11.3	25	50	0.05	0.2	0.005	0.05	124
100mV	11	11.3	25	50	0.05	0.2	0.005	0.05	124
200mV	11	11.3	25	50	0.05	0.2	0.005	0.05	124
400mV	11	11.1	25		10		0.02	0.05	100
1V	11	11.25	25		10		0.02	0.05	100
2V	11	11.3	25		10		0.02	0.05	100
5V	11	11.2	25		10		0.02	0.05	80
10V	11	11.5	25		10		0.02	0.05	80
25V	11	11.3	10 <sup>4</sup>	2.5 x 10 <sup>4</sup>	50	100		0.02	65
50V	11	11.3	10 <sup>4</sup>	2.5 x 10 <sup>4</sup>	50	100		0.02	65
100V	11	11.3	10 <sup>4</sup>	2.5 x 10 <sup>4</sup>	50	100		0.02	65
250V	11	11.3	10 <sup>4</sup>	2.5 x 10 <sup>4</sup>	50	100		0.02	65
Bedingungen:									
T <sub>A</sub> °C		-		25		0 bis 50		25	25
Nullpunktunterdrückung		-		OFF		OFF			OFF
STATUS <sup>1)</sup>		2		1		2		2	2

Durchschnittlicher Temp. Koeff. des Vollausschlages  
Linearitätsfehler (bei 25°C)

typ. ± 10ppm/K max ± 30ppm/K  
typ. ± 0.07% FSD max ± 0.15% FSD

**NULLPUNKTUNTERDRÜCKUNG**

Wichtig:  
Im Bereich von -100%..0% hat die Nullpunktunterdrückung keinen Einfluss auf die Technischen Daten.

Parameter	Messbedingungen	Min	Typ.	Max	Einheit
Genauigkeit bei Vollausschlag	bei 25°C		99.9	99.95	%
Auflösung	bei 25°C		11		Bits
Verstärkungsfaktorverschiebung	0°C...50°C		0.002	0.0095	%FSD/°C
Linearitätsfehler	bei 25°C		0.07	0.15	%FSD
Bereich			± 1000		% <sup>3)</sup>

<sup>1)</sup> des gewählten Hardwarebereichs

**DIGITALER FILTER**

Ordnungszahl 2  
Charakteristik kritische Dämpfung  
Filterzeitkonstante OFF 0.1...100.0  
Ungenauigkeit des Zeitkonstantenbereichs ± 0.01sec ± 3%

<sup>1)</sup> STATUS:

1 = 100% geprüft

2 = garantiert durch Bauart

<sup>2)</sup> Verhältnis der Gleichaktunterdrückung

CMRR = 20 log<sub>10</sub> (CMV/RCME)

Das Verhältnis des Gleichaktspannungsbereichs (CMVR) zum Spitzen-Spitzenwert in äquivalenter Eingangs-Offset Spannung (CME) über diesem Bereich.

<sup>3)</sup> Bereich:

Der gewählte Bereich ist der nächsthöhere Bereich über der Differenz zwischen oberem und unterem Pegel.

4.2.3, (3)). Darüber hinaus werden Offsetdriften über die Schalter  $S_1$  und  $S_0$  erkannt und berücksichtigt. Die Verstärkerkennlinie wurde vom Hersteller bestimmt und als Korrekturtabelle im Programmspeicher des Prozessors abgelegt. Jeder Meßwert wird damit automatisch korrigiert. Das Eingangsmodul kann darüber hinaus einen digitalen Tiefpaßfilter 2. Ordnung mit in weiten Grenzen wählbarer Grenzfrequenz auf die Meßwerte anwenden. Die zeitliche Auflösung entspricht dabei auch der Samplerate und beträgt 10 msec.

Die Meßwerte setzen sich aus dem 11 Bit Ausgangswert der A/D- Wandlung und dem aktuellen Beitrag der Nullpunktunterdrückung zusammen. Dabei legen die 11 Bit den linearen Bereich fest (max 0.15% FSD), während die Nullpunktunterdrückung lediglich die Dynamik des gewandelten Wertes erhöht. Die Aufteilung des Meßbereiches in  $\pm 10$  Fenster entspricht einem Beitrag von 4.3 Bit. Man kann die Meßwerte nun als Realzahlen in Exponentenschreibweise auffassen, wobei die Mantisse 11 Bit und der Exponent 4 Bit breit sind. Die Meßwerte selber werden also von einem 15 Bit Wort beschrieben. Dabei ist es wichtig, daß der Exponent nicht nur mit 4 Bit, sondern ebenfalls mit 11 Bit Auflösung und Linearität zur Verfügung steht.

Die Eingangsmodule sind galvanisch vom restlichen System über Optokoppler getrennt, was die meisten Erdungsprobleme verhindert. Vom Zentralprozessor werden die digitalen Meßwerte an die entsprechenden Ausgabekanäle verteilt. Neben dem externen Bus sind dies vor allem die Schreibwerke. Aber auch die Ausgabe eines Kanals auf das Display ist möglich.

Die Schreibwerke sind rückgekoppelte Systeme, wobei für jeden Kanal ein Mikroprozessor über einen absoluten optischen Positionierungsgeber die Lage des Schreibstiftes erkennt und nachführt. Dadurch wird erreicht, daß selbst bei Sprungfunktionen kein Überschwingen auftritt. Die effektive Einstellzeit beträgt bei 10...90% Vollausschlag nur 100 msec, und die obere Grenzfrequenz für sinusförmige Anregung liegt bei 5 Hertz (-3dB).

Für die Darstellung mehrkanaliger Signale ist die Eigenschaft des Schreibers, die digitalen Meßwerte solange zwischenspeichern, bis der Papiervorschub den Zeitversatz der Schreibstifte ausgeglichen hat, sehr angenehm. Die Ereignisse auf dem Papierschrift können so zeitlich leicht zugeordnet werden.

## (2) Der Rechner SAM68k

Über den IEEE 488 Bus gibt der Schreiber alle neuen Meßwerte an den zweiten Rechner weiter. Hierbei handelt es sich um den Einplatinencomputer SAM68k der Firma kws, der auf einer Doppeleuropaplattine fast alle Funktionsgruppen bereitstellt, die für die Realisierung des Registriersystems benötigt werden. Der Zentralprozessor ist eine 68000 CPU von Motorola, die intern über eine 32 Bit Struktur und extern über einen 16 Bit breiten Datenbus verfügt. Wichtig für die Filteranwendung ist die Bereitstellung einer Multiplikationsroutine auf Prozessorebene. Auf der Platine befinden sich 640 kByte RAM für Programm- und Datenspeicherung sowie alle Baugruppen zum Ansteuern von Bildschirm, Tastatur, Floppylaufwerken und verschiedenen Standardschnittstellen. Außerdem stehen noch zwei D/A- und acht A/D- Kanäle, ein Uhrenbaustein (RTC: Real Time Clock) und eine IEEE 488 Schnittstelle zur Verfügung. Das gesamte System wurde speziell für den technisch/wissenschaftlichen Einsatz konzipiert, was sich sowohl in der breiten Palette der Hardware - Erweiterungen als auch in der sehr schnellen und komfortablen Betriebssoftware ausdrückt. Ein ausgebautes System wurde zur Entwicklung der Registriersoftware eingesetzt. Sie wurde zum größten Teil in SORBAS geschrieben, einer strukturierten 'Laborsprache' mit Echtzeitbefehlen, und nur ein kleiner Teil von zeitkritischen Unterprogrammen und die Treiber sind direkt in Assembler formuliert. Dadurch ist das System leicht an veränderte Anforderungen anpaßbar, was vor allem in der Entwicklungsphase vorteilhaft war. Die Hardware des Registriersystems ist auf der Rechnerseite bei der vorliegenden Version der Software noch weit entfernt von ihrer Leistungsgrenze, so daß im Laufe der Zeit noch eine ganze Reihe von Verbesserungen und Erweiterungen ohne Änderung der Hardware erfolgen können.

Der Rechner kann mit bis zu 4 Floppylaufwerken (5  $\frac{1}{4}$ ", 655 kByte formatiert) ausgestattet werden, wobei jedes einzelne Laufwerk bei einer Abtastrate von 20 Sekunden die Meßdaten eines Pendelkanals über einen Monat faßt.

Die beiden D/A- Wandler dienen, unter Zwischenschaltung zweier Isolationsverstärker, zur Ausgabe der Gegenspannungen an das Pendel (Kap. 3.1.5).

## (3) Die Zeitbasis

Grundlage der Zeitbasis ist das amtliche deutsche Zeitzeichen- und Frequenznormal DCF 77 das von der Physikalisch - Technischen Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig auf 77.5 kHz verbreitet wird. Der Standort des Senders ist Mainflingen, etwa 25 km südöstlich von Frankfurt. Je nach Empfangsort und verwendetem Empfänger reicht die Sendeleistung von 50 kW für einen Empfangsbereich von ungefähr 2000 km aus. Die Trägerfrequenz mit 77.5 kHz wird aus dem Frequenznormal CS1 (Cäsiumnuklid  $^{133}\text{CS}$ ) abgeleitet und besitzt eine relative Abweichung von  $2 \cdot 10^{-13}$  im Mittel über 100 Tage. Der Träger wird mit Sekundenmarken amplitudenmoduliert, indem zu Beginn jeder Sekunde die Trägeramplitude auf etwa 25% für die Dauer von 0.1 sec oder 0.2 sec abgesenkt wird. Die fehlende 59. Sekundenmarke kündigt die folgende Minutenmarke an. Die mit dem Träger phasensynchronen Sekundenmarken werden zur Übermittlung des Zeitkodes in Form von Minute, Stunde, Tag, Wochentag, Monat und Jahr im BCD Kode impulsdauermoduliert. Dabei beginnt die Übertragung mit der 15. Sekunde und beschreibt die Zeitinformation der kommenden Minute.

Als Zeitzeichenempfänger wird der Typ RECNU (narrow Band) vom Observatoire Cantonal aus Neuchatel verwendet. Durch seine extreme Schmalbandigkeit (10 Hz) kann eine entsprechend hohe Empfindlichkeit erreicht werden, so daß auch in Nordskandinavien während den frühen Morgenstunden gute Empfangsbedingungen herrschen. Bedingt durch die große Schmalbandigkeit

erkauft man sich eine zeitliche Verzögerung der Flanke des Sekundensignals, die bei etwa 40 msec liegt, aber bei der vorliegenden Anwendung vernachlässigt werden kann.

Das vom Empfänger gelieferte Zeitzeichen wird von einem selbstgebauten Einplatinenrechner überwacht, der eine quartzgenaue Zeit erzeugt, und diese mit dem DCF-Signal synchronisiert, sobald die Empfangsbedingungen ausreichend gut sind. Bevor diese Zeitinformation als Zeitbasis für ein Registriersystem brauchbar ist, muß sie noch etwas aufbereitet werden. Für ein Registriersystem sind fehlende Stunden oder solche, die doppelt auftauchen, wie es bei der Umstellung von Sommer- auf Winterzeit und umgekehrt vorkommt, Ausnahmefälle, die eine aufwendige Sonderbehandlung notwendig machen würden. Um dies zu umgehen, wird die DCF-Zeit vom Einplatinenrechner zuerst in Universal Time (UT) umgerechnet. Es ist, nebenbei erwähnt, nicht eben trivial, auf Assemblerebene z.B. am 1. März um 0<sup>20</sup> eine Stunde vom Datum abzuziehen.

Über eine 4 Bit Parallelschnittstelle ist der Zeitzeichenrechner mit dem SAM68k verbunden, der beim Starten des Registrierprogramms die komplette Zeitinformation einliest und seinen Uhrenbaustein (MSM 5832 von OKI) stellt. Für die weitere Synchronisation sorgt dann der Zeitzeichenrechner ohne Zutun des Hauptrechners, indem er zur vollen Stunde den Uhrenbaustein über dessen  $\pm 30$  sec Setzeingang stellt.

Die gesamte Hardware wird aus einem UPS (Uninterruptabel Power Supply) gespeist. Die Schaltung besteht aus einem Niederspannungsnetzteil, das einen Akkusatz mit 48 V<sub>dc</sub> lädt. Aus dieser Spannung werden dann wieder 220 V<sub>ac</sub> (50 Hz) erzeugt und damit die Rechner versorgt. Die Pufferzeit beträgt etwa 8 Stunden und reicht für die meisten Fälle aus. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die sehr saubere Netzspannung, die durch diese Maßnahme zur Verfügung steht. Gerade bei komplexen digitalen Systemen können Spannungsspitzen und -einbrüche auf der Netzleitung sonst unvorhersehbare Auswirkungen haben.

## 5.2 Die Software des Registriersystem für den Askania Bohrlochneigungsmesser

Die Software läßt sich grob in drei Bereiche einteilen, die in dem schematischen Flußdiagramm in Abb. 5.3 dargestellt sind.

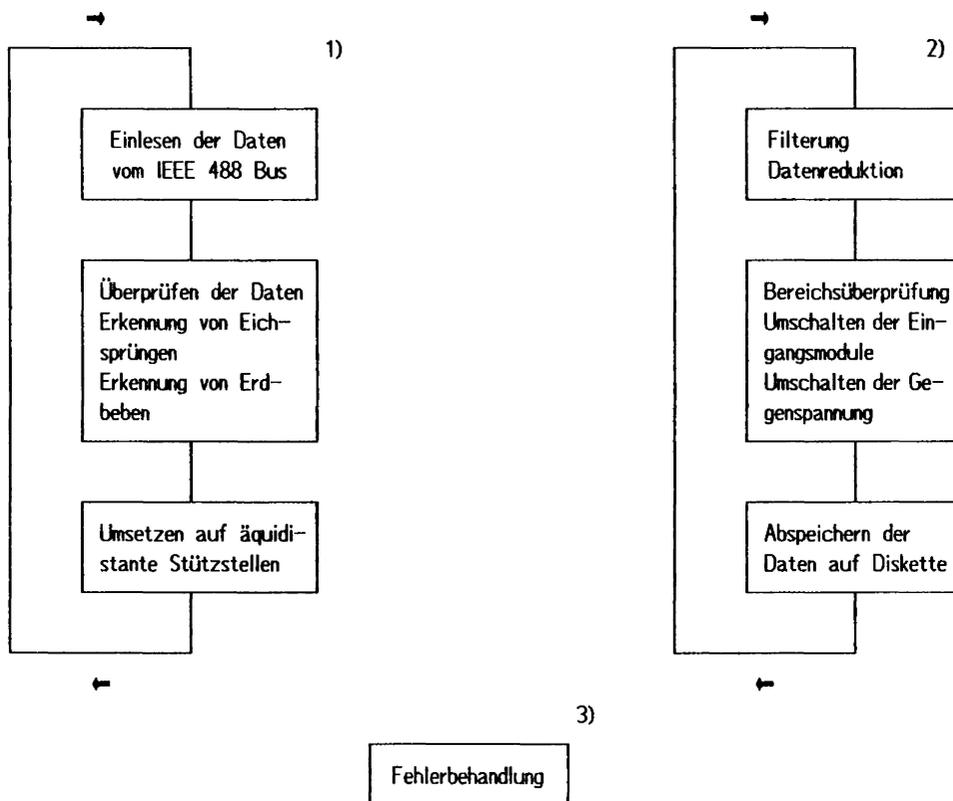


Abb. 5.3: schematische Darstellung des Flußdiagramms

Die beiden Programmteile 1) und 2) laufen quasiparallel ab und sind voneinander unabhängig, während Teil 3) nur in Aktion tritt, wenn der normale Programmablauf unterbrochen wird.

(1) Einlesen der Daten

Es gibt prinzipiell zwei verschiedene Arten, die Bereitschaft eines externen Gerätes, Daten zu übermitteln, abzufragen. Zum einen werden ständig der Status des Gerätes überprüft und die Daten übernommen, sobald ihre Gültigkeit angezeigt wird (Polling). Zum andern kann diese Meldung aber auch dazu benutzt werden, den normalen Programmablauf zu unterbrechen, um zu einer Datenübernahmeroutine zu springen (Interrupt). Anschließend wird das unterbrochene Programm an der Stelle weiter bearbeitet, an der die Unterbrechung stattfand. Eine weitere Möglichkeit, die eine Kombination aus Interrupt- und Pollingbetrieb darstellt, wird bei modernen Multitaskbetriebssystemen eingesetzt. Dabei generiert ein interner Timer periodische Interrupts, die in eine Pollingroutine verzweigen, in der dann der Status alle Teilnehmer nacheinander abgefragt wird.

Die reine Pollingmethode hat den Nachteil, daß der Rechner einen Großteil der Zeit in der Abfrageschleife wartet. Außerdem bestimmt der zeitlich kürzest mögliche Abstand zweier Statusänderungen die Antwortzeit der Registrierungssoftware. Der Vorteil ist die einfache Programmierung und die Übersichtlichkeit dieser Methode, die eine einfache Fehlerbehandlung und deshalb einfacher fehlertolerante Systeme ermöglicht.

Der Interruptbetrieb wird hardwaremäßig von allen Prozessoren unterstützt, stellt aber höhere Anforderungen an die Integrität des System, da man zu keinem Zeitpunkt vorhersagen kann, wann eine Unterbrechung des Programmablaufs auftritt. Hier muß z.B. durch Prioritätenvergabe verhindert werden, daß beim Schreiben eines Datenblocks auf die Diskette das Schreibprogramm unterbrochen wird. Die Abfrage mittels Interrupt ist aus diesem Grund mit mehr Aufwand verbunden, und es muß viel Phantasie eingebracht werden, um jeden denkbaren Betriebszustand vorherzusehen und ihn auf seine Interruptfähigkeit zu überprüfen. Der Vorteil liegt in der besseren Systemausnutzung. Die Warteschleife entfällt, und jetzt bestimmt die mittlere Zeit zwischen zwei Statusänderungen des externen Gerätes die durchschnittliche Antwortzeit, solange der Stack tief genug ist. Außerdem ist immer gewährleistet, daß bei der Erfassung von Meßwerten die richtige zeitliche Zuordnung stattfinden kann. Deshalb wurde in dem vorliegenden Registrierungsprogramm von der Interruptmethode Gebrauch gemacht. Dies drückt sich in Abb. 5.3 durch die unabhängig voneinander ablaufenden Programmteile 1) und 2) aus.

Der Schreiber bedient alle wichtigen IEEE-488 Funktionen. Im einzelnen sind folgende Protokolle definiert, deren detaillierte Beschreibung bei Piotrowski (1984) zu finden ist :

Source Handshake	(SH1)	Acceptor Handshake	(AH1)
Talker	( T5)	Listener	( L3)
Service Request	(SR1)	Device Clear	(DC1)
Device Trigger	(DT1)		

Der W+W 500sp kann von der Buskontrolle Bedienung anfordern (Service Request) sobald die Meßdaten bereit zum Senden sind, oder wenn ein Fehler bzw. eine Statusänderung auftritt. Erkennt das Registrierungsprogramm diese Anforderung, wird in ein Unterprogramm verzweigt, das die Datenübernahme abwickelt. Die Übertragung erfolgt in Form von ASCII-Blöcken (American Standard Code for Information Interchange) die zunächst ausgewertet und in binäre Form zur Weiterverarbeitung gewandelt werden. Das übermittelte Blockformat ist in Abb. 5.4 dargestellt. Die einzelnen Meßwerte liegen dabei als 5 stellige Dezimalzahlen vor.

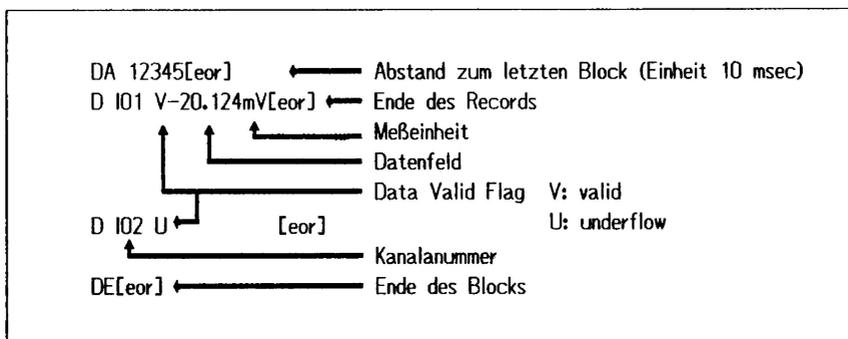


Abb. 5.4: Format eines Datenblocks auf dem IEEE-488 Bus

Leider ist die Angabe des zeitlichen Abstandes zum letzten Datenblock nicht richtig, wenn eine Statusänderung des Schreibers aufgetreten ist. Sie wird deshalb bei der weiteren Auswertung nicht berücksichtigt und muß vom Registriersystem selber erzeugt werden.

Wurde das Pendel geeicht, oder treten andere Ereignisse auf, die plötzlich große Pendelausschläge produzieren (wie beispielsweise Erdbeben), dann können die Eingangsspannungen den Meßbereich über- oder unterschreiten. Diese Ausnahmebedingung wird sofort beim Einlesen des nächsten Datensatzes am 'Data Valid Flag' erkannt und entsprechend darauf reagiert.

## (2) Erkennung von Eichsprüngen und Erdbeben

Die Unterscheidung zwischen beiden Ereignissen ist notwendig, da der Meßbereich des entsprechenden Meßmoduls bei einer Eichung möglichst schnell auf die neue Eingangsspannung umgeschaltet werden muß, um keine Werte zu verlieren. Bei einem Erdbeben, dessen Oberflächenwellen große Pendelausschläge verursachen können, soll dagegen der Meßbereich nicht ständig hin- und hergeschaltet, sondern die aktuelle Einstellung unverändert beibehalten werden. Zum einen ist die Umschaltgeschwindigkeit nicht groß genug, um dem Signal zu folgen, zum anderen ist dieser Periodenbereich zu nahe am Resonanzpeak des Pendel selber, um sinnvoll ausgewertet werden zu können.

Die Unterscheidung zwischen (Eich)Sprung und Erdbeben wird auf eine einfache aber wirksame Art durchgeführt. Dazu wird ausgenutzt, daß das Pendel zwei Kanäle gleichzeitig registriert und Eichsprünge nur auf einem Kanal, alle anderen Ereignisse aber auf beiden Kanälen auftreten. Wenn auf einem Kanal ein Über- oder Unterschreiten des Meßbereichs stattfindet und der Gradient des anderen Kanals eine vorgegebene Schwelle übersteigt, wird das Ereignis als Beben interpretiert und die Umschaltung beider Meßkanäle für 5 Minuten unterbunden. Andernfalls wird der Meßbereich des entsprechenden Eingangmoduls umgeschaltet.

## (3) Interpolation auf äquidistante Stützstellen

Für die Weiterverarbeitung der eingelesenen Werte müssen diese äquidistant vorliegen und sollen synchron zu absoluten Zeit sein. Durch die funkgesteuerte RTC ist gewährleistet, daß der Rechner selber diese Bedingung erfüllt, beim A/D- Wandler stößt man aber auf Probleme. Zwar bedienen (fast) alle Meßgeräte am IEEE 488- Bus den Triggerbetrieb, womit eine Synchronisation erzwungen werden kann, aber damit erzeugt man auch Abtastlücken, die durch entsprechende Aliasfilter überbrückt werden müssen. Läßt man deshalb z.B. einen integrierenden Wandler in der kontinuierlichen Betriebsart arbeiten, driften die Zeitbasen des Wandlers und des Registriersystems im Laufe der Zeit auseinander, und die Zeitreihe läuft nicht mehr synchron zur absoluten Zeit. Ordnet man, ohne dies zu berücksichtigen, jedem Sample eine feste Zeit zu, wird irgendwann ein Zeitwert doppelt belegt sein oder fehlen, je nach Richtung der Drift. Der letzte Meßwert wurde dann um eine Zeiteinheit, und alle davorliegenden entsprechend falsch zugeordnet. Dadurch entsteht ein Zeitfehler, der von Null an bis zu einer Zeiteinheit anwächst und dann plötzlich wieder auf Null zurückfällt. Bei linearer Drift geschieht dies mit einer regelmäßigen Periode. Solche periodischen Phasenfehler müssen aber bei Registrierungen über einen langen Zeitraum unter allen Umständen vermieden werden. Deshalb werden die Meßwerte ständig "sanft" synchronisiert. Hat man mehrere Samples pro Zeiteinheit kann dies durch eine Rückwärtsinterpolation erfolgen.

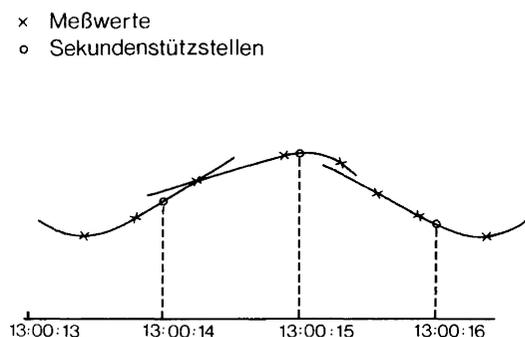


Abb. 5.5: Synchronisation der Meßwerte mit der Zeitbasis

In Abb. 5.5 wird gezeigt, wie die Interpolation auf feste Sekundenstützstellen durchgeführt wird. Die Sampledichte beträgt zwei oder drei Werte pro Sekunde, und als Interpolationsfunktion wird eine kubische Parabel verwendet. Es sei darauf hingewiesen, daß keine Vorhersage des kommenden Sekundenwertes gemacht wird, sondern eine Interpolation zwischen zwei bekannten Meßwerten. Die Polynomstützstellen werden von den beiden gemessenen Werten vor der vollen Sekunde und dem ersten Meßwert danach gebildet. Auf diese Weise werden alle Meßwerte berücksichtigt. Voraussetzung für die Interpolation ist, daß keine Frequenzanteile im



-.668903936919 E-07	-.506741176646 E-07	-.619754204667 E-07	-.673172643834 E-07	-.627844807432 E-07	-.443043906331 E-07
-.808557437340 E-08	.489597930290 E-07	.128361936347 E-06	.229200663387 E-06	.348139588266 E-06	.478096201459 E-06
.608604925077 E-06	.725489034815 E-06	.811433931509 E-06	.846783023261 E-06	.811012299466 E-06	.684501352262 E-06
.450664835355 E-06	.985942175943 E-07	-.374592788853 E-06	-.961170969009 E-06	-.164087635487 E-05	-.237951791280 E-05
-.312868423816 E-05	-.382654151171 E-05	-.440011646650 E-05	-.476908910035 E-05	-.485096158934 E-05	-.456773899440 E-05
-.385351589315 E-05	-.266276803623 E-05	-.978574400925 E-05	.117976727710 E-05	.375067833047 E-05	.662644233799 E-05
.965235424353 E-05	.126295875452 E-04	.153220917941 E-04	.174678715326 E-04	.187944012538 E-04	.190378031861 E-04
.179648014773 E-04	.153963432403 E-04	.112312080213 E-04	.546779369210 E-05	-.177788688648 E-05	-.102601096253 E-04
-.195990673523 E-04	-.292858973337 E-04	-.386981682316 E-04	.471264323435 E-04	-.538114904798 E-04	-.579913349910 E-04
-.589557400189 E-04	-.561055936910 E-04	-.490133463570 E-04	-.374802511177 E-04	-.215857749902 E-04	-.172436958028 E-05
.213748188217 E-04	.466492544832 E-04	.727281586690 E-04	.979830663153 E-04	.120603639182 E-03	.138696996657 E-03
.150406364228 E-03	.154043584242 E-03	.148227816637 E-03	.132021513358 E-03	.105053848232 E-03	.66213307856 E-04
.207557167407 E-03	-.337496225367 E-03	-.933618890704 E-04	-.154884079674 E-03	-.214584592986 E-03	-.268378904539 E-03
-.312057215205 E-03	-.341547993682 E-03	-.353203787252 E-03	-.344092536966 E-03	-.312275381566 E-03	-.257050700437 E-03
-.179144189914 E-03	-.808262089205 E-04	.34099574398 E-04	.160167742936 E-03	.290829471208 E-03	.418336726696 E-03
.534325513089 E-03	.630242996757 E-03	.697876745796 E-03	.729917798850 E-03	.720524183357 E-03	.665848156256 E-03
.564489106021 E-03	.417835240666 E-03	.230260808347 E-03	.915185046007 E-05	-.235257969373 E-03	-.490249292978 E-03
-.741172518710 E-03	-.972179626629 E-03	-.116710221882 E-02	-.131043347029 E-02	-.138836109771 E-02	-.138979043572 E-02
-.13072918367 E-02	-.113790561027 E-02	-.883740877342 E-03	-.852312187720 E-03	-.156569549427 E-03	.285407023513 E-03
.751058606981 E-03	.121433349580 E-02	.164697590527 E-02	.202006112555 E-02	.230570994934 E-02	.247887873757 E-02
.251913463720 E-02	.241229709209 E-02	.215183689702 E-02	.173992691818 E-02	.118805205543 E-02	.517105692443 E-03
-.243074449308E-03	-.106474775624 E-02	-.187387245550 E-02	-.265221554154 E-02	-.333988430513 E-02	-.388816112183 E-02
-.425249628383 E-02	-.439549355295 E-02	-.428971150061 E-02	-.392010173147 E-02	-.328591362549 E-02	-.240191428665 E-02
-.129880162075 E-02	-.227266875922 E-04	.136611297585 E-02	.279579671251 E-02	.418585535638 E-02	.545117906115 E-02
.650649131089 E-02	.727117959041 E-02	.767424014435 E-02	.765907290075 E-02	.718785489021 E-02	.624522743328 E-02
.484105435396 E-02	.301204500040 E-02	.82208529627 E-03	-.163881735171 E-02	-.425700719255 E-02	-.689901659127 E-02
-.941665308323 E-02	-.116531400605 E-01	-.134500567435 E-01	-.146547682633 E-01	-.151279982105 E-01	-.147511741568 E-01
-.134331733577 E-01	-.111161119682 E-01	-.777985626447 E-02	-.344498736564 E-02	.182598062474 E-02	.792924843631 E-02
.147222758221 E-01	.220281597677 E-01	.296416925905 E-01	.373368598960 E-01	.448754628380 E-01	.520164882245 E-01
.585258070169 E-01	.641857592629 E-01	.688041828321 E-01	.72224648302 E-01	.743222373039 E-01	.750304007823 E-01

ACTUAL TOLERANCES OF THE EQUIVALENT LOWPASS  
DELTA 1 = .9296093E-07  
DELTA 2 = .9317688E-07

NUMBER OF DESIGN ITERATIONS = 19

Im Kopf des Programmausdrucks geben DELTA 1 und DELTA 2 die Welligkeit im Durchlaß- und Sperrbereich an, wobei im vorliegenden Fall mit  $10^{-8}$  für DELTA 2, eine Dämpfung von 140 dB erreicht wird. OMEGA P und OMEGA S beschreiben die Eckfrequenzen für diese Werte. Die Wortlänge der berechneten Filterkoeffizienten beträgt 33 Bit, wobei 3 Bit auf den Exponenten und 30 auf die Mantisse entfallen. Dies entspricht einer Genauigkeit von etwa 10 Dezimalstellen. Alle Produkte und Zwischensummen, die beim Abarbeiten des Filterprozesses auftreten, müssen mit einer entsprechender Signifikanz von 50 Bit berechnet werden, sollen keine Rundungsfehler auftreten. Erst die Ausgangswerte können dann auf eine Wortlänge von 21 Bit abgerundet werden. Im Registriersystem wird die numerische Filterung mit einer 80 Bit Darstellung abgearbeitet, wobei 64 Bit auf die Mantisse entfallen. Die Filterausgangswerte liegen mit 24 Bit Mantisse und 8 Bit breitem Exponent vor.

Aber schon beim Entwurf und der Überprüfung des Filters muß der geforderten Genauigkeit Rechnung getragen werden. Das Entwurfsprogramm ist in FORTRAN geschrieben und deshalb ist die interne Wortbreite der Datentypen nicht standardisiert. Bei der hier angestrebten Auflösung ist das Programm nicht ohne weiteres auf jeden Compiler übertragbar, und es muß im Einzelfall untersucht werden, ob die verwendete Zahlendarstellung dafür ausreicht.

Die Übertragungsfunktion des Tiefpaßfilters ist in Form eines Bodediagramms in Abb. 5.6 dargestellt. Man erkennt die Tschebyscheff - Approximation an der Welligkeit, die durch den logarithmischen Maßstab im Sperrbereich ab 20 sec sichtbar wird. Die Angabe der Welligkeit im Durchlaßbereich in Tab. 5.4 gibt in erster Linie einen konstanten Faktor an, mit dem alle Signalamplituden, deren Periode größer als die Filterlänge ist, multipliziert werden. Dieser Faktor entspricht der Filtersumme und weicht im vorliegenden Fall lediglich um  $10^{-8}$  von 1 ab. Der Verlauf des Phasengangs in Abb. 5.6 zeigt eine lineare Beziehung der Form  $\varphi = a \cdot \omega$  in ebenfalls logarithmischer Darstellung. Bezüglich des Zentralpunktes tritt deshalb keine Beeinflussung der Phasenlage zwischen Ein- und Ausgang auf, sondern lediglich eine zeitliche Verzögerung um einen konstanten Betrag, der sich aus Abtastrate und Filterlänge ergibt.

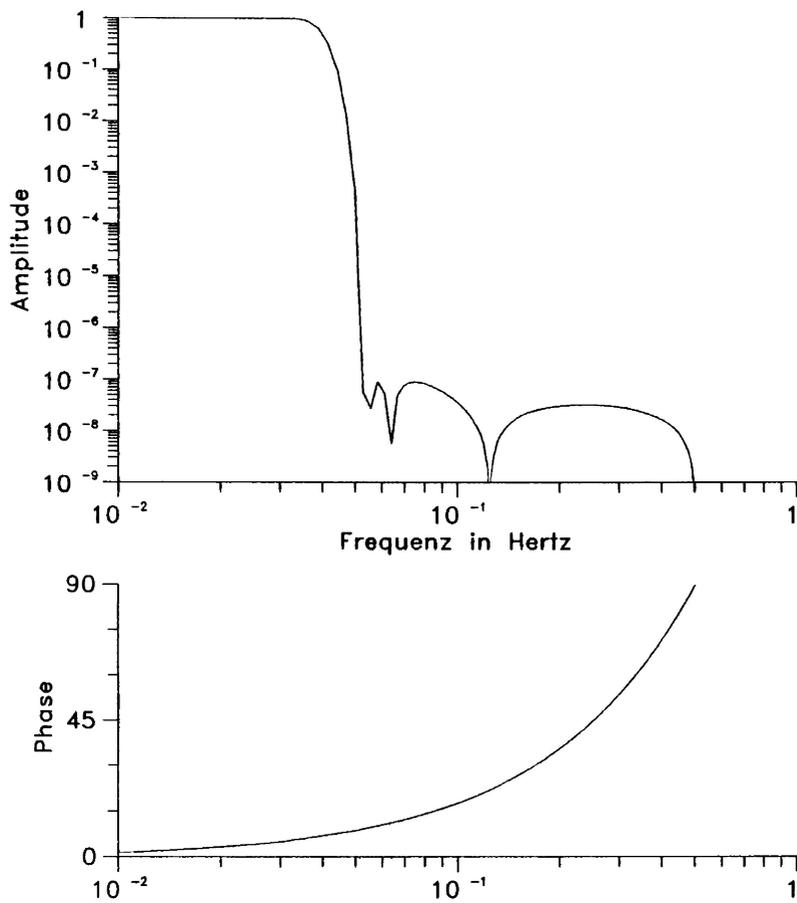


Abb 5.6 Amplituden- und Phasengang des numerischen Tiefpaßfilters

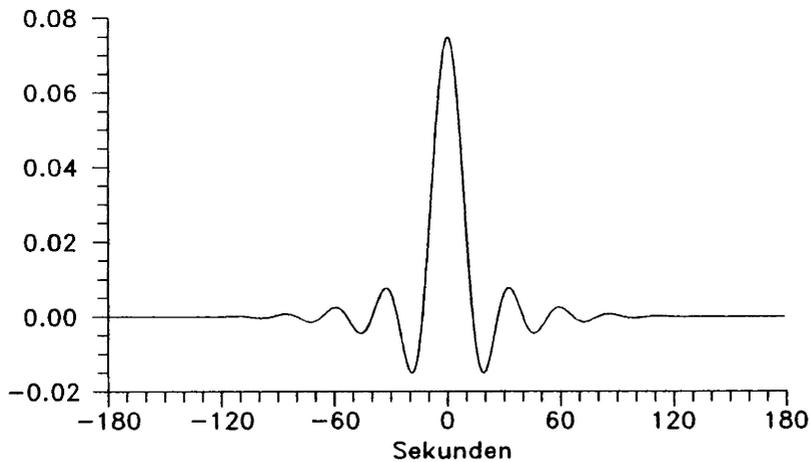


Abb 5.7 Darstellung des Filteroperators

In Abb. 5.7 ist der Filteroperator selber über den Sampleabstand aufgetragen. Seine Länge beträgt dann  $\pm 179$  sec. Alle Ausgangswerte sind also um 180 sec zeitlich verzögert. Diese Darstellung entspricht der Impulsantwort des Filters. Seine Sprungantwort ist in Abb. 5.8 dargestellt. Die Zusammenhänge zwischen Übertragungsfunktion, Impuls- und Sprungantwort wurden bereits in den Kapiteln 3.3.3 und 4.3 behandelt.

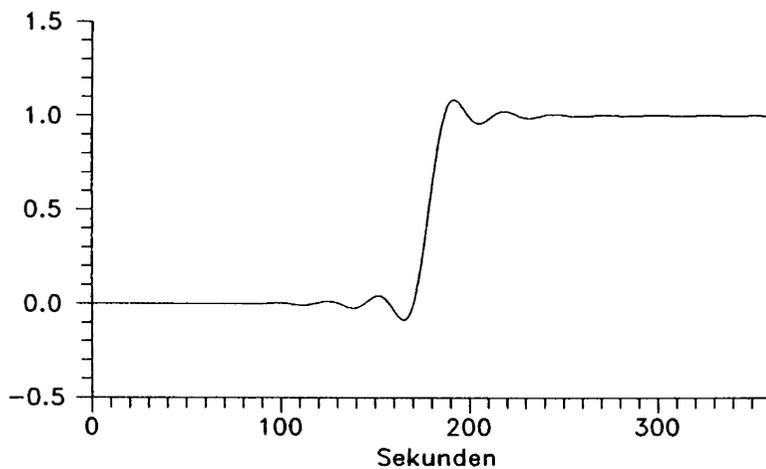


Abb 5.8 Sprungantwort des Filters

Die Antwort auf den Einheitssprung entspricht dem Integral des Filteroperators über seine Gesamtlänge. Die prinzipiellen Zusammenhänge wurden in Abb. 4.15 dargestellt. Das Überschwingen, als Gibbsches Phänomen bekannt, resultiert aus der Begrenzung des "unendlich" breitbandigen Sprungsignals durch den Tiefpaßfilter, da die Filterantwort nur noch aus Frequenzanteilen besteht, die im Durchlaßbereich des Filters liegen.

## 6. Registriersystem ET18 in Metsähovi

Es wäre prinzipiell möglich gewesen, das ET18 an einem freien Eingang des W+W500sp anzuschließen und die Daten auf einem zusätzlichen Diskettenlaufwerk abzuspeichern. Drei Gründe sprachen jedoch dafür, einen anderen Weg einzuschlagen.

- 1) Das ET18 soll auch weiterhin als autonomes Gerät betrieben werden können, da nicht immer gewährleistet ist, daß direkt beim Bohrloch für das Pendel ein geeigneter Aufstellungsort für das Gravimeter gefunden werden kann.
- 2) Der Durchsatz des Schreibers verringert sich mit der Zahl der angeschlossenen Eingangskanäle. Bei 3 Kanälen, die über den IEEE 488 Bus geschickt werden, sinkt die Durchsatzrate von 2 bis 3 auf 1 bis 2 Meßwerte pro Sekunde und Kanal.
- 3) Die bereits vorhanden Peripheriegeräte sollten, soweit sinnvoll, weiterverwendet werden können.

### 6.1 Konfiguration des Registriersystems ET18 in Metsähovi

#### (1) Bisherige Konfiguration

Seit dem Umbau des Gravimeters auf elektrostatische Rückkopplung und dem Einbau der elektronischen Libellen wurden die vier Ausgänge Gezeiten, Eigenschwingungen, Cross- und Longlevel nach entsprechender Aliasfilterung mit einem 12 Bit A/D-Wandler im 30 Sekundenabstand umgesetzt und auf Digitalkassetten geschrieben. Diese Kassetten bilden die Datenbasis für die Stationen Tärnaby, Lohja und Kopenhagen (Asch et al., 1981). Zusätzlich zur digitalen Registrierung wurden diese Signale von einem 6 Kanal-schreiber aufgezeichnet. Die beiden verbleibenden Eingänge wurden mit Thermistoren belegt, die die Temperaturen des inneren und äußeren Heizkreises des Gravimeters messen. Der Schreiber ist ebenfalls ein "digitaler" Analogschreiber, allerdings aus der ersten

Generation und nicht busfähig. Die Meßwerte werden auf 11 cm breites thermosensitives Papier mit einer Auflösung von 0.1 mm ausgegeben. Da der Schreiber, abgesehen vom Papiertransport, ohne mechanische Teile auskommt und keine Schreibstifte austrocknen können, hat er sich als Monitorschreiber bewährt.

(2) Neue Konfiguration

Bei der Auswahl des A/D-Wandlers bot sich die für das Pendel gefundene Lösung nicht an, da nur ein einziger Kanal umgesetzt werden muß und die Frage nach dem Monitorschreiber entfällt. Der Wandler mußte zeitlich oder amplitudenmäßig entsprechend hoch auflösen und sollte IEEE 488 busfähig sein. Bei der Suche nach geeigneten Meßgeräten fiel das Digitalvoltmeter PREMA 4000 durch sein Meßverfahren, das es für die vorliegende Aufgabe prädestiniert (s. Kap. 4.2.3), und nicht zuletzt durch seinen Preis gegenüber anderen Geräten auf dem Markt auf. In Tab. 6.1 sind die Systemeigenschaften dieses Gerätes für den im Betrieb verwendeten 2 Volt<sub>dc</sub> Bereich aufgeführt.

Tab. 6.1 : Daten des Digitalvoltmeters PREMA 4000.  
Auszug aus dem Handbuch

Umgebungstemperatur bei der Kalibrierung 23°C.			
<u>Gleichspannung V<sub>dc</sub></u>			
BEREICHE .....	± 0.2V, ± 2 V, ± 20 V, ± 200 V, ± 1000 V		
MESSZEITEN .....	0.1	1, 10	Sekunden
ANZEIGEUMFANG .....	199 999	1 999 999	Digit
AUFLÖSUNG .....	1µV	100 nV	
BEREICHSWAHL .....	manuell, automatisch oder IEEE 488		
GENAUIGKEIT ± (% der Anzeige (%Az) und % der max. Anzeige (%m.Az)) <sup>*)</sup>			
		24h, 23°C ± 1°C	
	%Az		%m.Az
2. V-Bereich .....	0.003		0.0005
		1Jahr, 23°C ± 5°C	
2. V-Bereich .....	0.010		0.0005
*) Werte jeweils ±1 Digit und nach Offsetkorrektur			
Bei der Angabe dieser Werte wird vorausgesetzt, daß der meßzeitabhängige Anzeigenumfang groß genug eingestellt ist, um die entsprechende Genauigkeit darstellen zu können. Zum Fehler in % der maximalen Anzeige (%m.Az.) ist der natürliche Rundungsfehler von ±1 Digit hinzuzurechnen. Außerdem wird vorausgesetzt, daß die "Guard"-Buchse mit der "V/Ω-Lo"-Buchse verbunden ist.			
TEMPERATURKOEFFIZIENTEN			
	± (%Az + %m.Az)/°C		
	0°C-50°C	10°C-40°C	28°C-40°C
2. V-Bereich .....	0.0006	0.0003	0.0001

<b>NULLPUNKT</b>	
Offsetspannung nach einer Stunde Aufwärmzeit	
Temperaturkoeffizienten .....	besser als $0.3 \frac{\mu V}{^{\circ}C}$
Langzeitstabilität .....	besser als $5 \mu V$ über 90 Tage
<b>EINGANGSWIDERSTAND</b>	
2. V-Bereich .....	1 G $\Omega$
<b>STÖRUNTERDRÜCKUNG</b>	
<b>Serientaktunterdrückung</b>	
50 Hz Netz .....	besser als 60 dB
<b>Gleichtaktunterdrückung</b> (Schirm niederohmig mit der schwarzen "V/ $\Omega$ -Lo" Buchse verbunden, mit 1 k $\Omega$ in der "Lo"-Zuleitung)	
Gleichspannung .....	140 dB
50 Hz Netz .....	140 dB
MESSPAUSEN .....	125 ms nach Bereichs- oder Funktionswechsel
MESSVERFAHREN .....	vollintegrierendes PREMA-Mehrfach-Rampen- Verfahren (DPB.Nr.2114141, Us-Pat.Nr. 3765012)
POLARITÄTSWECHSEL .....	automatisch
<b>ÜBERLASTGRENZEN</b>	
zwischen "V/ $\Omega$ -Hi" und Gehäuse (Schutzleiter) .....	$\pm 1000 V_{ss}$ bei max. 60 Hz oder $\pm 1000 V_{dc}$
zwischen "V/ $\Omega$ -Hi" und "V/ $\Omega$ -Lo" Eingang	
2. V-Bereich für 60 sec .....	$\pm 1000 V$
dauernd .....	$\pm 700 V$
zwischen "V/ $\Omega$ /Lo" Eingang und Guard .....	
	50 $V_{ss}$ oder 50 $V_{dc}$
zwischen Guard und Gehäuse .....	200 $V_{ss}$ oder 200 $V_{dc}$
ÜBERLAUFANZEIGE .....	ERROR 1 in der Anzeige
<u>IEEE 488 Schnittstelle</u>	
BETRIEBSARTEN .....	Talker/Listener oder Talk only
ENTKOPPLUNG VOM EINGANG .....	galvanisch von der Eingangsstufe getrennt
KOMPATIBILITÄT .....	IEEE-Standart-488 (1978) und IEC 625 Teil 1 und 2
AUSRÜSTUNG .....	SH1, AH1, T5, L3, RL1, DC1, DT1, SR1

Der Ausgang des Gravimeters wird im  $2 \text{ Volt}_{dc}$  Festspannungsbereich bei einer Integrationszeit von 10 Sekunden gemessen. Mit einer Auflösung von  $6 \frac{1}{2}$  Stellen, entsprechend 22 Bit, wird eine Dynamik von 132 dB erreicht. Damit werden die in Kap. 3.3.4 gestellten Forderungen erfüllt.

(3) Der Rechner

Die Hardware des Rechners ist identisch mit der der Pendelinstallation, wenn auch die Anforderungen an die Software etwas verlagert sind. Abb. 6.1 gibt einen Überblick über die Komponenten des Registrierersystems.

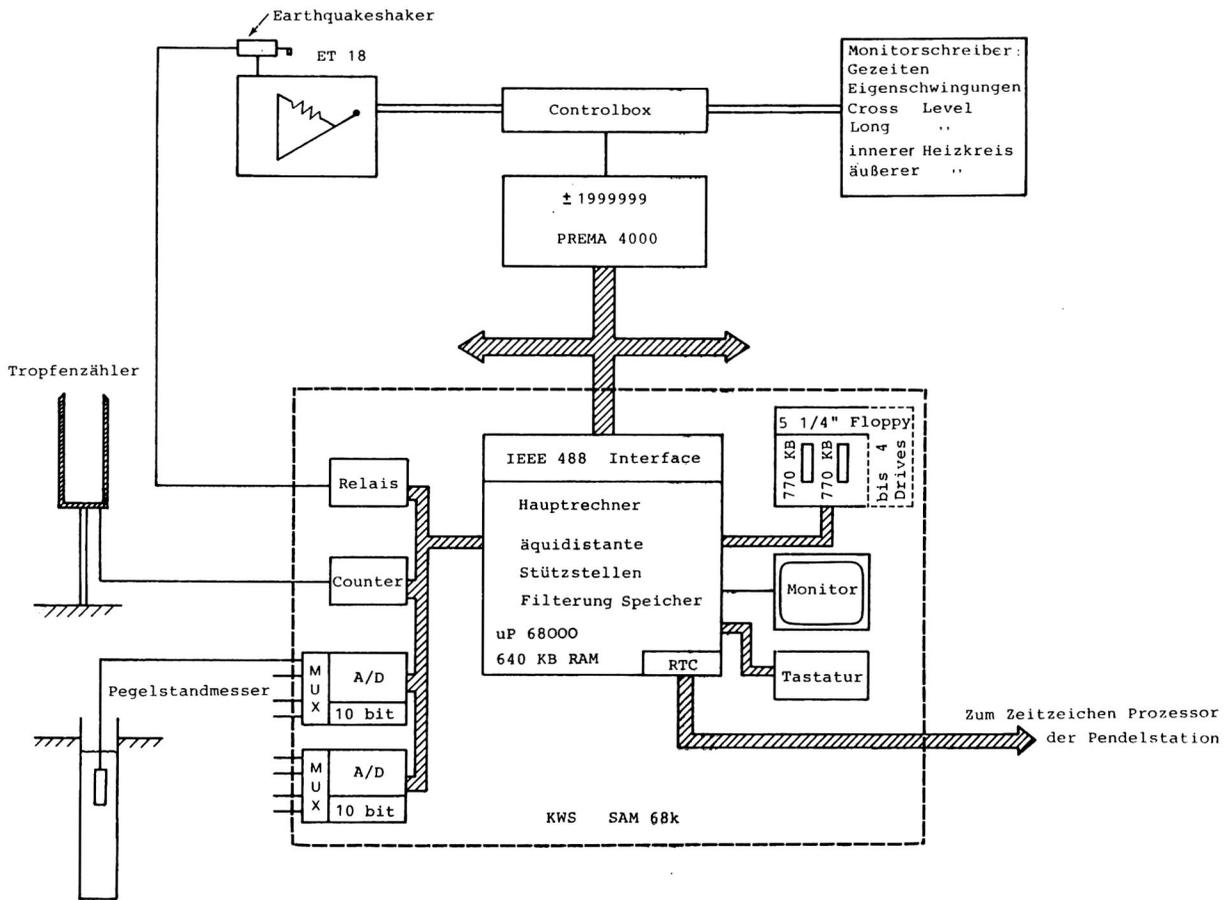


Abb. 6.1 : Registriersystem ET18 in Metsähovi

Abb. 6.1 zeigt den momentanen Ausbau der Station, der noch nicht entgültig ist. Es fehlen noch die Luftdrucksonde und die Temperatursensoren für das Grundwasser und die Umgebung. Im nächsten Stadium sollen alle meteorologischen Größen von einem kleinen Datenerfassungssystem gesammelt und dann an den Rechner weitergegeben werden. Mit der Installation ist im Sommer 1987 zu rechnen.

Die Hauptaufgabe des Rechners besteht darin, die Drift der Zeitbasis des Meßgerätes auszugleichen, da der A/D-Wandler ohne Abtastlücken arbeiten muß. Die Begründung wurde bereits im Kap. 4.2.3 Abs. 2 und in Kap. 5.2 Abs. 3 gegeben. Das Meßgerät wird dazu im Sekundenabstand abgefragt und so eine äquidistante Zeitreihe synchron zur absoluten Zeit erzeugt. Diese Meßreihe wird nun genau gleich behandelt, wie die im Sekundenabstand vorliegenden Pendelraten. Sie werden mit demselben numerischen Tiefpaßfilter auf 20 Sekundestützstellen reduziert und abgespeichert. Die Dynamik des in Kap. 5.2 Abs. 3 vorgestellten Filters reicht für die  $6\frac{1}{2}$  stelligen Meßwerte aus. Der Filter stellt in dieser Anwendung eine Interpolationsvorschrift dar, deren Auswirkung auf den Signalinhalt im Frequenzbereich sehr genau bekannt ist. Außer der Synchronisation der Zeitreihe ergibt sich der sehr angenehme und beabsichtigte Nebeneffekt, daß die Datenbasis vom Pendel und vom Gravimeter in ihrer Struktur identisch sind. Dadurch vereinfachen sich die weiteren Schritte der Datenverarbeitung und Analyse erheblich. Beispielsweise lassen sich die Datenkanäle direkt kreuzkorrelieren.

#### (4) Tropfenzähler und Pegelstandsmesser

Bei beiden Sonden handelt es sich um industriell gefertigte Meßgeräte. Der Pegelstandsmesser FMC 400 Z arbeitet mit einem kapazitiven Drucksensor der in einer unverrohrten Zusatzbohrung, etwa 3 m neben der Pendelbohrung, im Grundwasser hängt. Damit Luftdruckschwankungen den Meßwert nicht beeinflussen, wird der atmosphärische Druck über einen im Versorgungskabel verlegten Schlauch bis zum Sensor geführt. Durch Lotungen während des letzten Jahres wurden die Wassertandsänderungen wöchentlich Abständen gemessen. Anhand dieser Werte wurde die Installationstiefe und der Meßbereich der Sonde festgelegt. Der Vollausschlag wurde auf 4 m Wassersäule eingestellt und der Sensor 8,5 m in das Bohrloch abgelassen. Der Grundwasserspiegel selber befindet sich etwa in 6,5 m Tiefe. Der Ausgangsspannungsbereich des Sensor beträgt 5 Volt und besitzt laut Herstellerangaben eine Linearität von 0,1 %. Dieses Signal wird im 10 Minutenabstand über einen 10 Bit A/D-Wandler (NEC 7002) direkt vom Rechner übernommen. Eine Aliasfilterung findet nicht statt, da das Grundwassersystem eine Tiefpaßcharakteristik erheblich größerer Periode besitzt.

Der Tropfenzähler der Firma Thies besitzt eine Auflösung von 0,005 mm/Tropfen und arbeitet mit einer Lichtschranke als Impulsgeber. Das Gerät besitzt eine Heizung, die über einen Thermostaten geregelt wird, um den im Winter fallenden Schnee ebenfalls messen zu können. Pro Tropfen wird ein Impuls abgegeben, der vom Registriersystem erfaßt werden muß. Für diese bereits diskret vorliegenden Werte ist also keine A/D-Wandlung mehr erforderlich, sondern lediglich ein Zähler und eine konstante Integrationszeit. Neben den nur zum Teil benutzten A/D- und D/A-Kanälen besitzt das Registriersystem noch weitere digitale I/O-Kanäle, die größtenteils mit einem PIT 68230 (Parallel Interface/Timer) realisiert werden. Neben 24 Bit I/O-Leitungen verfügt dieses IC über eine 24-Bit-Timer, der in der vorliegenden Anwendung als extern getakteter Abwärtszähler arbeitet. Jeder Tropfen erniedrigt den Zählerstand um 1. Das Zählen geschieht dabei vollkommen unabhängig von der übrigen Hardware des Rechners. Alle 10 Minuten wird der momentane Zählerstand ausgelesen, die Differenz zum alten Wert gebildet und das Ergebnis zusammen mit dem Pegelstandswert auf Diskette gespeichert.

#### (5) Earthquakeshaker

Die LaCoste & Romberg ET Gravimeter neigen dazu, zu "kleben". Damit umschreibt man anschaulich den Sachverhalt, daß die Geräte, wenn sie bei starken Erdbeben bis an den Rand des Meßbereiches kommen, nicht mehr von selbst zurücklaufen. Dieses Verhalten ist bei den einzelnen Gravimetern unterschiedlich stark ausgeprägt. Von der Arbeitsgruppe aus Bidston kam der Vorschlag, das Eigenschwingungssignal auszuwerten und, falls notwendig, einen "Earthquakeshaker" in Gang zu setzen. Dieser Mechanismus besteht aus einem kleinen Gleichstrommotor, der auf dem Gravimeter befestigt ist. An der Achse des Motors ist ein Exzenter angebracht, dessen Unwucht ausreicht, das Gravimeter frei zu rütteln. Diese Einrichtung wurde bei der Installation in Metsähovi übernommen. Als Auslösekriterium wird hier jedoch nicht der analoge Eigenschwingungskanal mit seiner großen Laufzeitverzögerung, sondern das Erreichen der Sättigungsspannung der Rückkopplungselektronik herangezogen. Das Registriersystem erkennt über den eingelesenen Meßwert diesen Zustand und schaltet den "Earthquakeshaker" dann für 1 Sekunde ein. Nach einer Minute wird das Sättigungskriterium erneut überprüft und der Vorgang gegebenenfalls wiederholt. Die Steuerung des Motors geschieht unter Zwischenschaltung eines Relais treibers über den Peripheriebaustein PIT 68230.

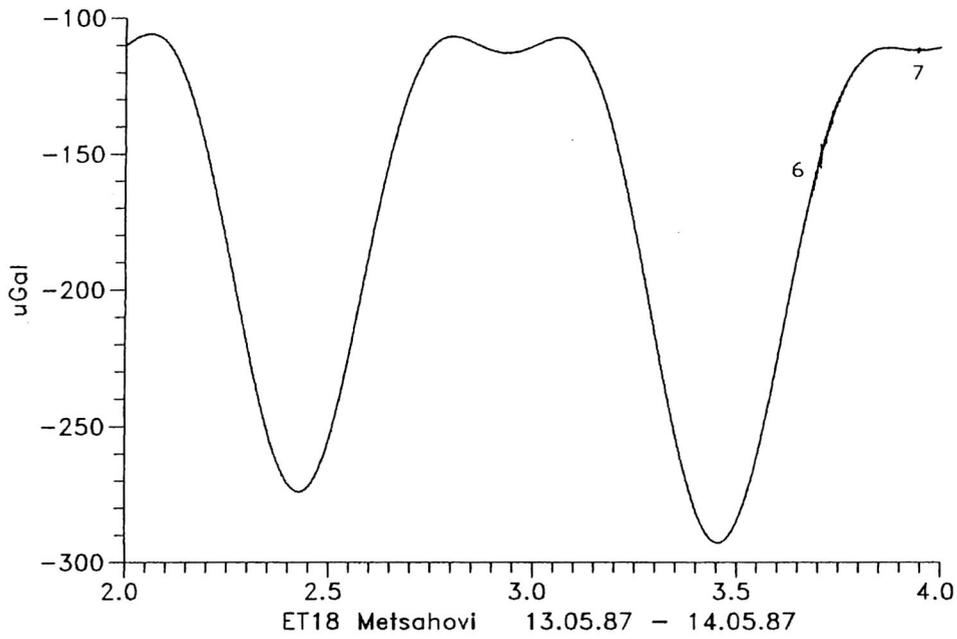
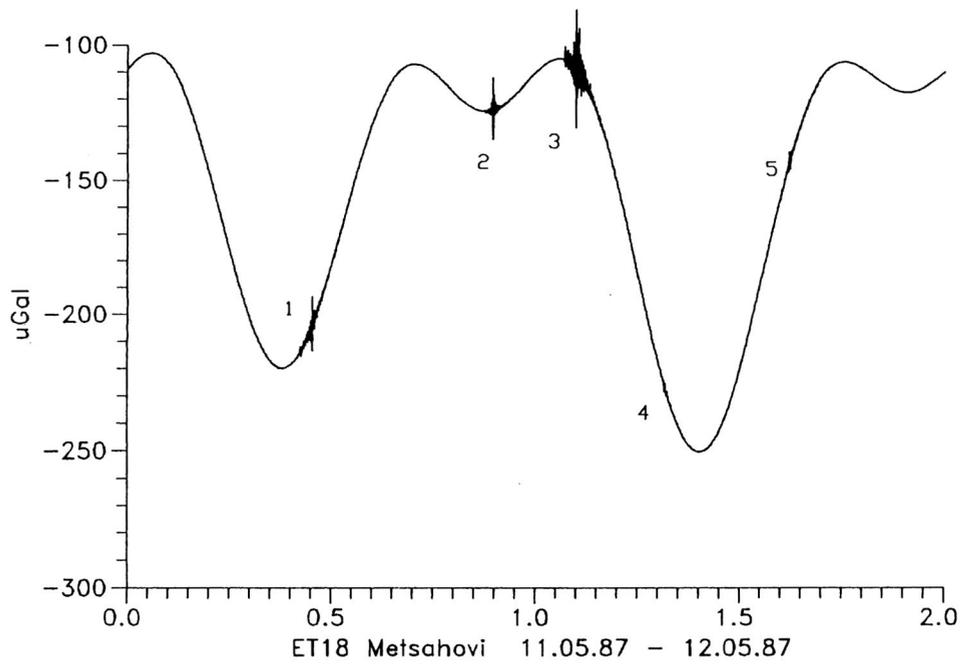


Abb. 7.1 : Registrierbeispiel Gravimeterdaten;  
11.05.87 0<sup>00</sup> bis 14.05.87 24<sup>00</sup>

7. Registrierbeispiele

(1) Gravimeterregistrierung in Metsähovi

Die Abbildungen in diesem Kapitel sind Bildschirmausdrucke eines interaktiven Programmsystems, das geschrieben wurde, um die Felddaten sofort auf dem Bildschirm darstellen zu können, wenn die Disketten mit der Post ankommen. Beim Vergleich der Abbildungen untereinander muß berücksichtigt werden, daß die Skalierungen unterschiedlich sind.

Abb. 7.1 zeigt einen willkürlich gewählten Ausschnitt aus der Registrierung des ET 18 in Metsähovi. Er umfaßt die 4 Tage vom 11.05.87 0:00 bis zum 14.05.87 24:00 und ist in zwei Teilabschnitten dargestellt, wobei jeder aus 8640 Meßwerten besteht. Die Werte wurden nicht aufbereitet, sondern direkt so wiedergegeben, wie sie auf der Diskette stehen. Man erkennt die Variation der Schwerkraft auf Grund der Gezeiten, die hauptsächlich von den halb- und ganztägigen Tiden verursacht wird.

Dieser kurze Registrierausschnitt mit den angeführten Beispielen soll nicht dazu dienen, ein Erdzeitengravimeter als Seismometer einzuführen, sondern lediglich die Güte und Dynamik der Registrierung veranschaulichen. Dazu wurden einige teleseismischen Ereignisse, die sich anhand der PDE-Listen (Preliminary Determination of Epicentres, U.S. Department of the Interior, Geological Survey) bestimmen ließen, von 1 bis 7 durchnummeriert. Auf Grund des Sampleabstandes von 20 Sekunden wurden zur Bestimmung der Herdentfernung nur Großkreisentfernungen berechnet. Die Laufzeit der Oberflächenwellen wurde dabei für eine Durchschnittsgeschwindigkeit von 3,6 km/sec ermittelt. Ereignis Nr. 1 ist ein Beben bei den Talaud Inseln südlich der Philippinen mit folgenden PDE Angaben :

1) 87 05 11 09 59 34.3 4.497 N 127.720 E 99km  $M_b$  6.0 Talaud Islands

Die Großkreisentfernung zur Station Metsähovi beträgt  $92.7^\circ$ , was einer Laufzeit der Oberflächenwellen von knapp 48 Minuten entspricht. In Abb. 7.2 ist der interessierende Teilausschnitt mit 315 Meßwerten und einer Länge von 1 Stunde 45 Minuten wiedergegeben.

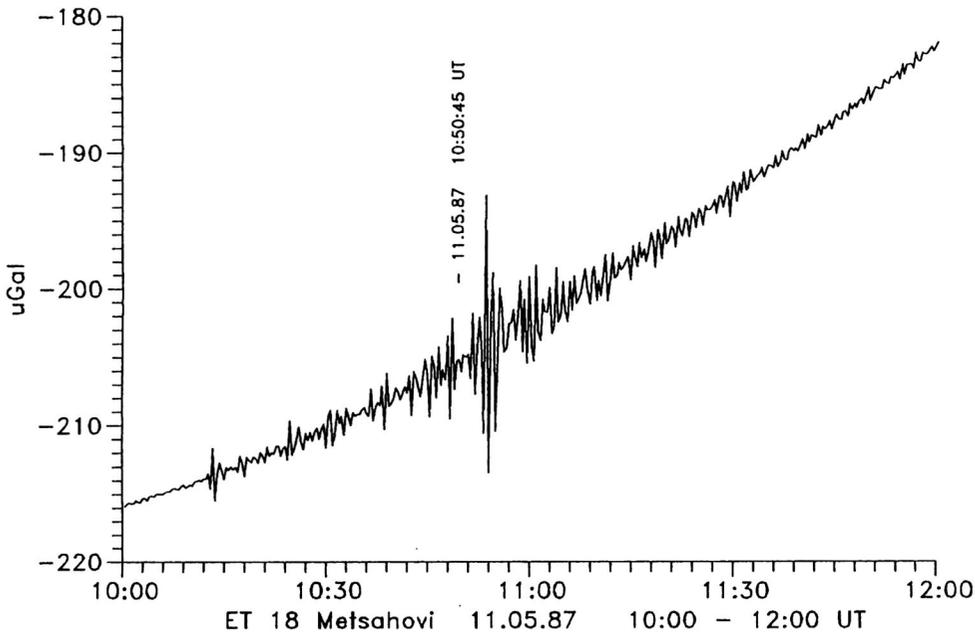


Abb. 7.2: Ereignis 1 aus Abb. 7.1 (Talaud Islands).

Bedingt durch Tiefenlage, Stärke und Entfernungsbereich ist der p-Einsatz stark ausgeprägt.

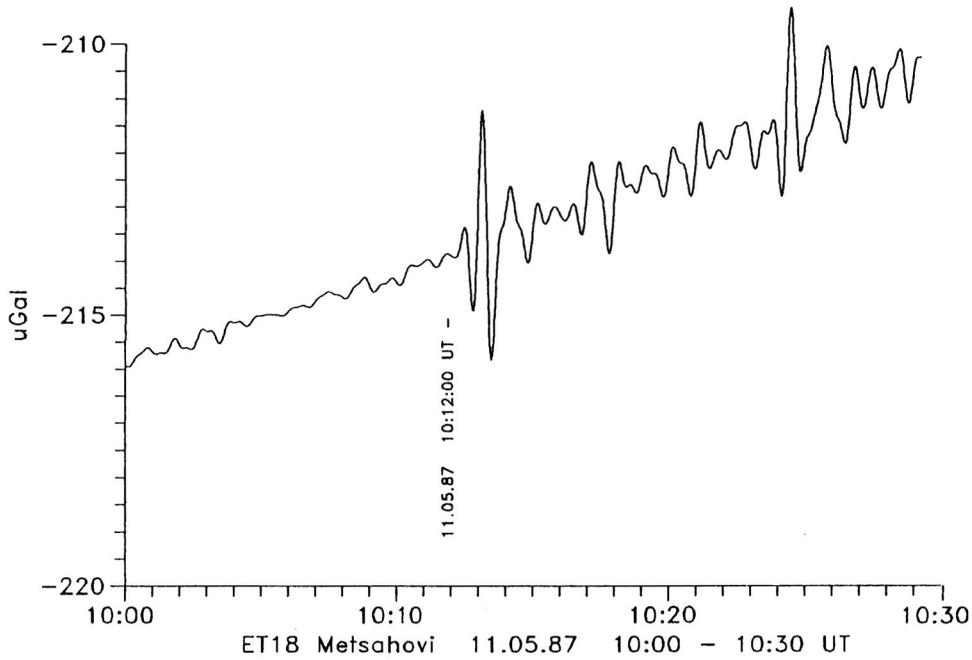


Abb. 7.3: Ausschnitt aus Ereignis 1: p-Einsatz, Dauer 30 min.

Der Ausschnitt um den p-Einsatz in Abb. 7.3 umfaßt 90 Meßwerte und entspricht einer Länge von 30 Minuten. Der Einsatz selber hebt sich deutlich aus dem Noise der Registrierung vor dem Beben ab. Die Ereignisse 2 und 3 entsprechen folgenden PDE-Einträgen :

- |    |                     |          |           |      |           |                              |
|----|---------------------|----------|-----------|------|-----------|------------------------------|
| 2) | 87 05 11 20 51 43.5 | 38.823 N | 141.963 E | 52km | $M_b$ 5.6 | Near East Coast Honshu       |
| 3) | 87 05 12 01 30 26.7 | 7.111 N  | 126.797 E | 39km | $M_b$ 6.2 | Mindanao, Philippine Islands |

Im Rahmen dieser kurzen Vorstellung wird hier nur das Mindanao Beben (Ereignis Nr. 3) als Beispiel eines stärkeren Bebens vorgestellt.

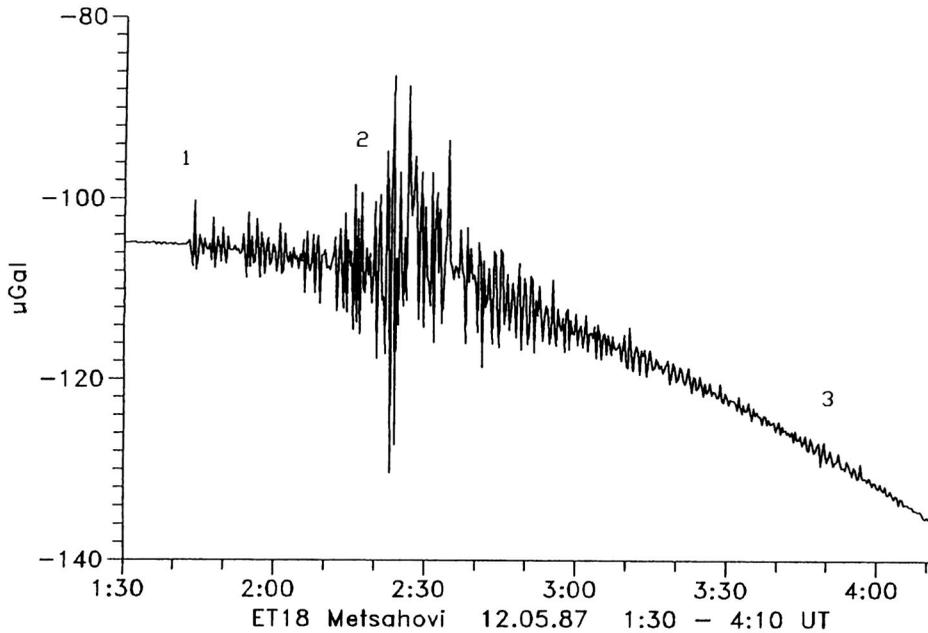


Abb. 7.4: Ereignis Nr. 3 (Mindanao) aus Abb. 7.1.

Die Herdentfernung beträgt  $90^{\circ}$  und der p-Einsatz ist mit der '1' markiert. Die zugehörige Zeit ist 1:42 was einer Laufzeit von 11 Minuten 33 Sekunden entspricht. Die Oberflächenwellen benötigen etwa 46 Minuten und sind mit der '2' um 2:16 gekennzeichnet. Die '3' steht an der Stelle, an der man die Oberflächenwellen erwarten würde, die den Großkreis in entgegengesetzter Richtung durchlaufen haben. Sie kommen in Metsähovi nach ungefähr 139 Minuten an. Bei dieser Registrierung ist zu beobachten, daß nach den Oberflächenwellen mit den größten Amplituden, die Spur "nach oben" auswandert. Vermutlich besitzen die Oberflächenwellen an dieser Stelle, bedingt durch die Dispersion, eine Periode, die der Integrationszeit der Rückkopplungsschleife entspricht und auf die das System nicht mehr linear antwortet. Dieses Phänomen kann bei den meisten großen Ereignissen am ET 18 beobachtet werden.

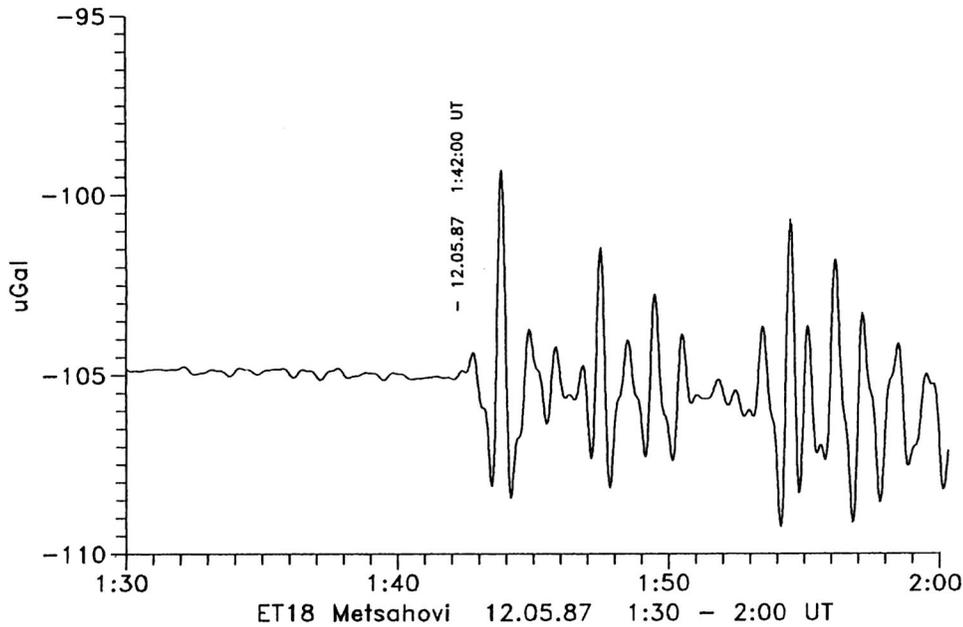


Abb. 7.5: Ausschnitt aus Ereignis Nr. 3: p-Einsatz des Mindanao Bebens, Dauer 30 min.

Abb. 7.5 zeigt wieder den Bereich des p-Einsatzes. Die zeitliche Skalierung entspricht Abb. 7.3, das Signal-Noise Verhältnis ist aber noch größer als dort.

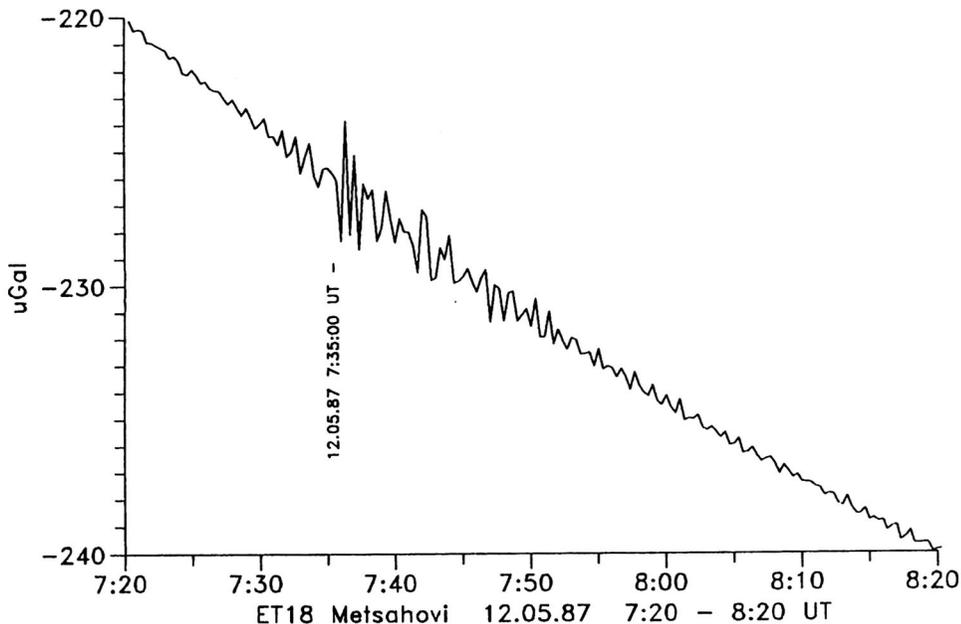


Abb. 7.6: Ereignis Nr. 4 aus Abb. 7.1 (Iran).

Etwas anders ist die Sachlage bei den folgenden Ereignissen. Das in Abb. 7.6 dargestellte Beben Nr. 4 ist in Abb. 7.1 kaum noch zu erkennen. Die zugehörigen PDE-Angaben lauten :

4) 87 05 12 07 15 12.3 28.163 N 55.534 E 33km  $M_b$  5.2 Southern Iran

Die Herdentfernung beträgt  $38.8^0$  was eine Ankunftszeit der Oberflächenwellen um 7:35 ergibt. Bei diesem Beben mit der Magnitude  $M_b$  5.2 ist kein Ersteinsatz mehr zu erkennen, aber die Oberflächenwellen heben sich noch deutlich aus dem Noise ab.

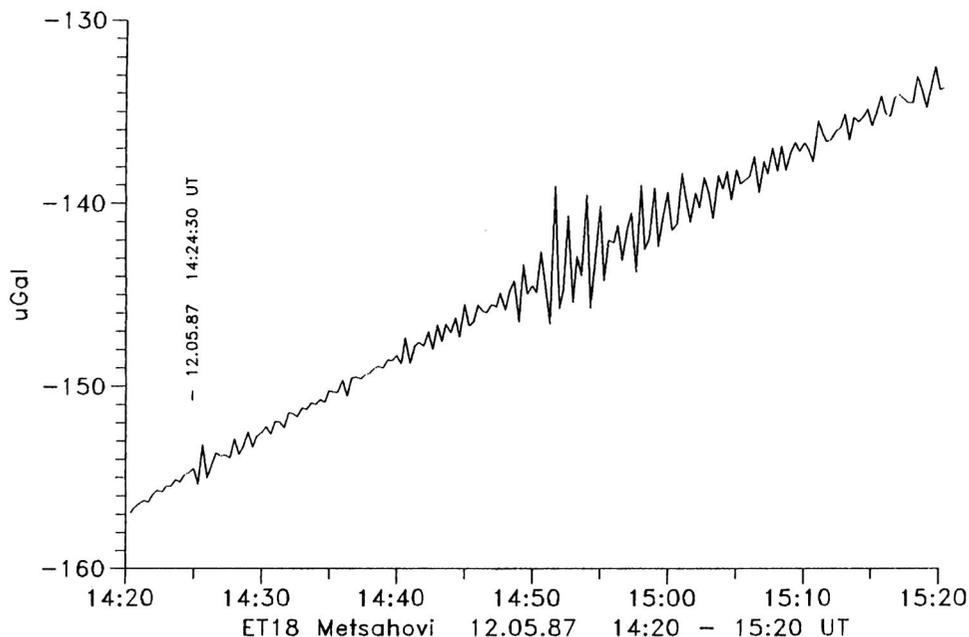


Abb. 7.7: Ereignis Nr. 5 aus Abb. 7.1. (New Britain)

In Abb. 7.7 ist Ereignis Nr. 5 wiedergegeben, das in Abb. 7.1 als leicht verbreiterte Spur zu erkennen ist. Die PDE Liste weist es als Beben mit  $M_b$  5.8 in New Britain aus, was  $112.1^0$  Herdentfernung entspricht.

5) 87 05 12 13 56 26.4 5.297 S 151.388 E 84km  $M_b$  5.8 New Britain

Die Ankunftszeit der Oberflächenwellen liegt bei 14:54. Eine Zuordnung der früheren Phasen ist problematisch und soll hier nicht versucht werden. Ereignis Nr. 6 und Nr. 5 sind einander recht ähnlich. Es handelt sich bei letzterem in Abb. 7.8 um ein Beben mit der Magnitude  $M_b$  5.3 vor der Küste Zentralchiles mit einer Herdentfernung von  $122^0$ .

6) 87 05 14 15 57 26.9 33.754 S 72.179 W 31km  $M_b$  5.3 Off Coast of Central Chile

Es ist nicht auszuschließen, daß noch weitere Beben in diesem Zeitfenster einen Beitrag liefern.

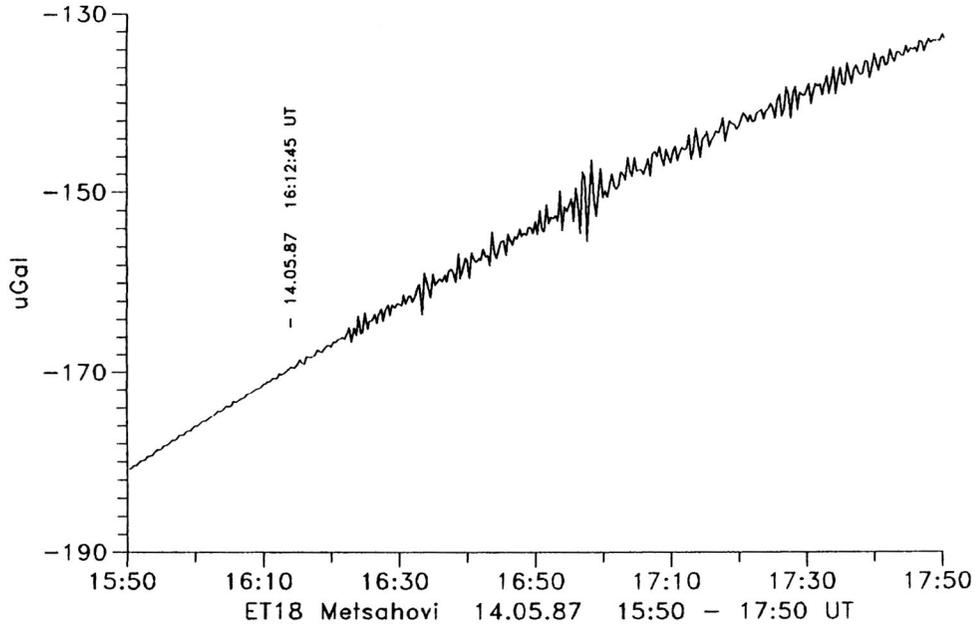


Abb. 7.8: Ereignis Nr. 6 aus Abb. 7.1 (Chile).

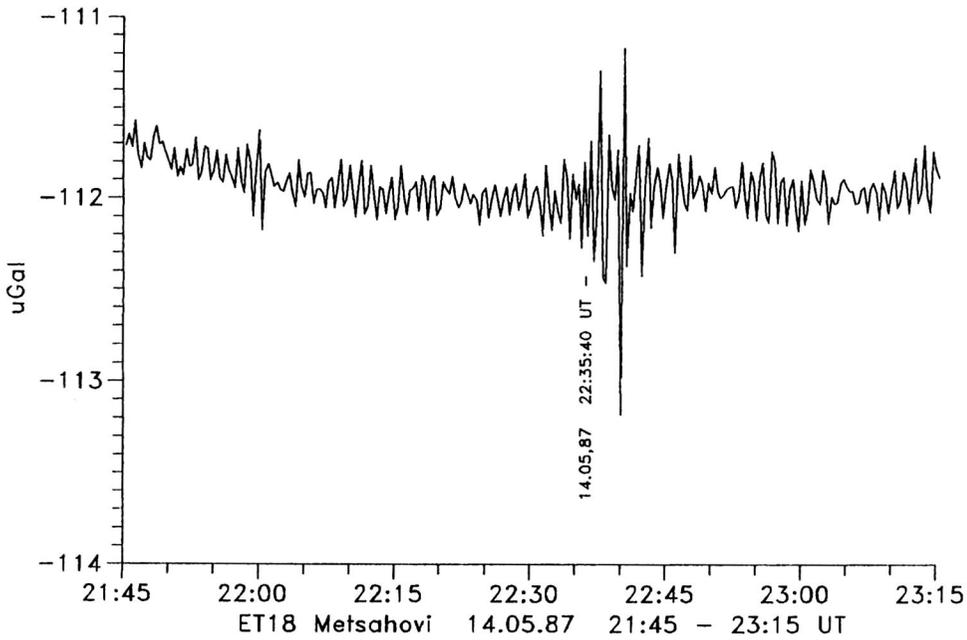


Abb. 7.9: Ereignis Nr. 7 aus Abb. 7.1 (Turkey).

Das letzte Ereignis mit der Nr. 7 geht in Abb. 7.9 fast im Rauschen unter und soll als Beispiel für die unter Amplitudenauflösung dienen. Der entsprechende PDE-Eintrag weist es als Beben mit  $M_b$  5.8 in der Türkei aus.

7) 87 05 14 22 24 00.1 40.057 N 40.297 E 10km  $M_b$  4.8 Turkey

Bei der Herdentfernung von  $23^0$  ergibt sich eine Ankunftszeit der Oberflächenwellen um 22:35:48. Die entsprechende Stelle ist in Abb. 7.6 markiert. Dabei muß berücksichtigt werden, daß die Amplitude mit  $\approx 2\mu\text{Gal}_{ss}$  nur etwa ein Fünftel der Amplitude des p-Einsatzes von Ereignis Nr. 3 beträgt (vergl. Abb. 7.5).

(2) Pendelregistrierung in Metsähovi

Aus der Pendelregistrierung wurde der Bereich ausgewählt, der sich mit den ersten drei Ereignissen in Abb. 7.1 deckt.

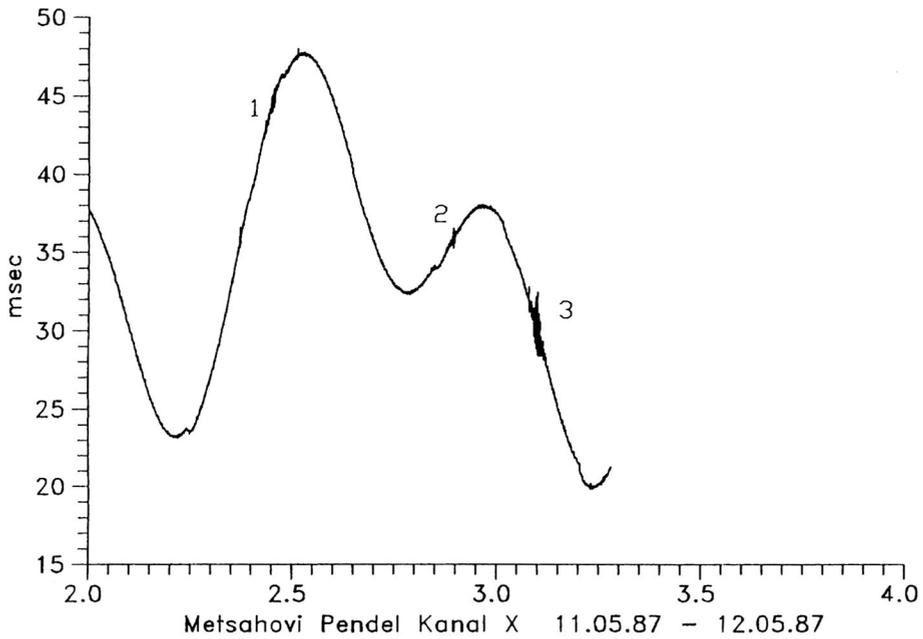
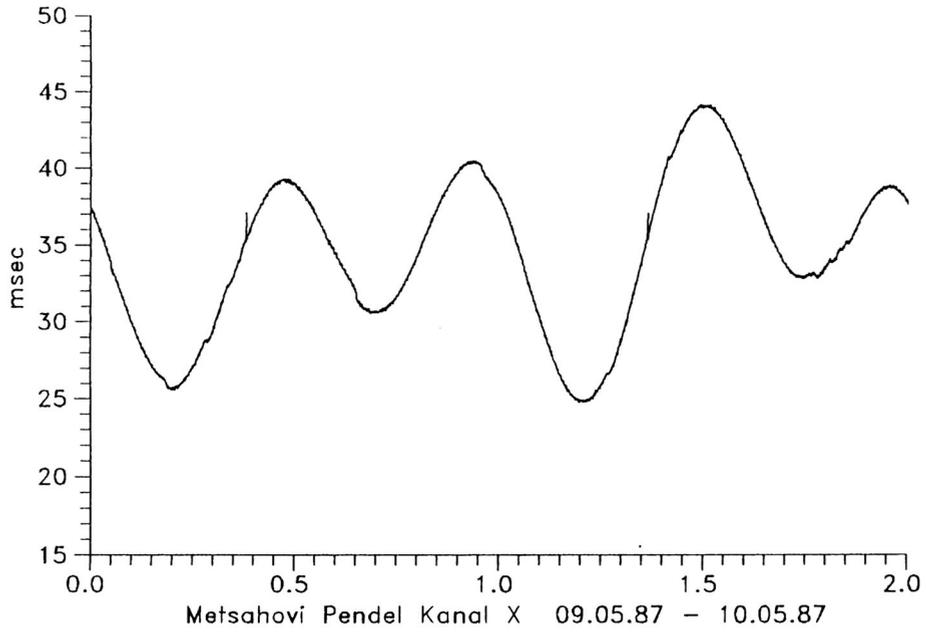


Abb. 7.10: Registrierbeispiel Pendel Nr.6 in Metsähovi;  
Kanal X 09.05.87 0:00 bis 12.05.85 7:00

Die zeitliche Skalierung von Abb. 7.10 entspricht mit zwei Tagen pro Bild Abb. 7.1. Insgesamt erhält man beim Vergleich beider Abbildungen den Eindruck, daß die Neigungsregistrierung nicht so rauscharm wie die Gravimetrierung ist.

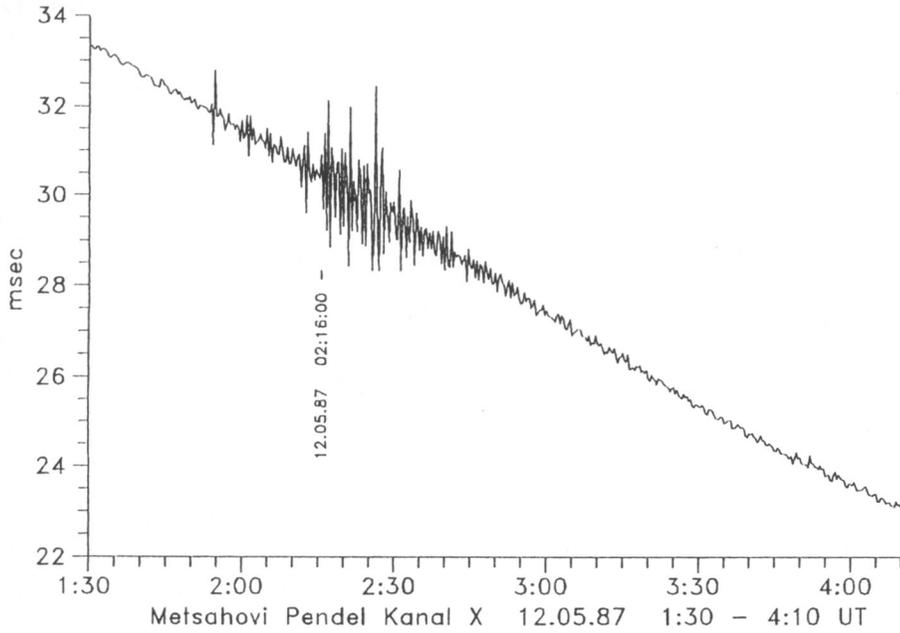


Abb. 7.11: Ereignis Nr. 3 (Mindanao) in Abb. 7.1

In Abb. 7.11 ist das Ereignis Nr. 3 aus Abb. 7.11 im selben Zeitmaßstab von 2 h 40 min wie in Abb. 7.4 wiedergegeben. Die berechnete Einsatzzeit der Oberflächenwellen ist bei 2:16 markiert.

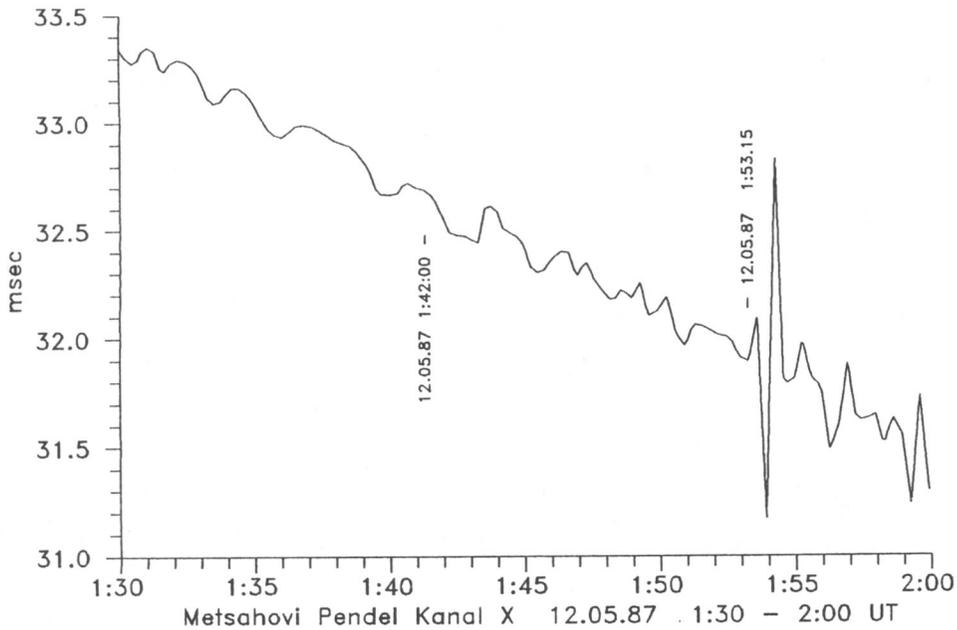


Abb. 7.12: Ausschnitt am Anfang von Ereignis Nr. 3 (Mindanao),

Die Lage des Ersteinsatzes ist in Abb. 7.12 wiedergegeben, wobei die zeitliche Skalierung und der Ursprung Abb. 7.5 entsprechen. Dort ist der p-Einsatz allerdings schon um 1:42 zu erkennen. Bei dem ersten Einsatz in Abb. 7.12 um 1:53 handelt es sich um den s-Einsatz, der 11 Minuten später ankommt. Mit einer Amplitude von 2 msec<sub>ss</sub> hebt er sich klar aus dem Noise ab.

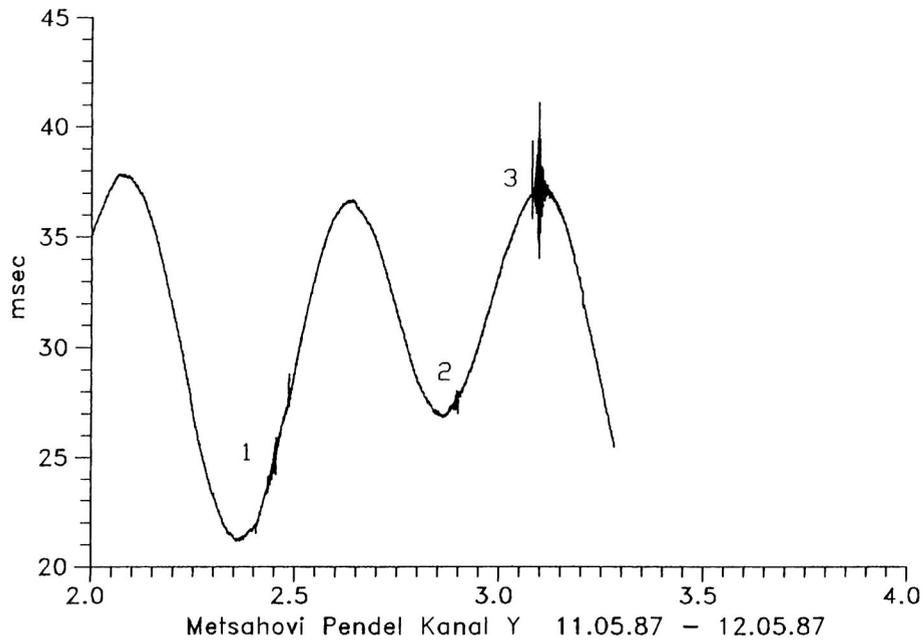
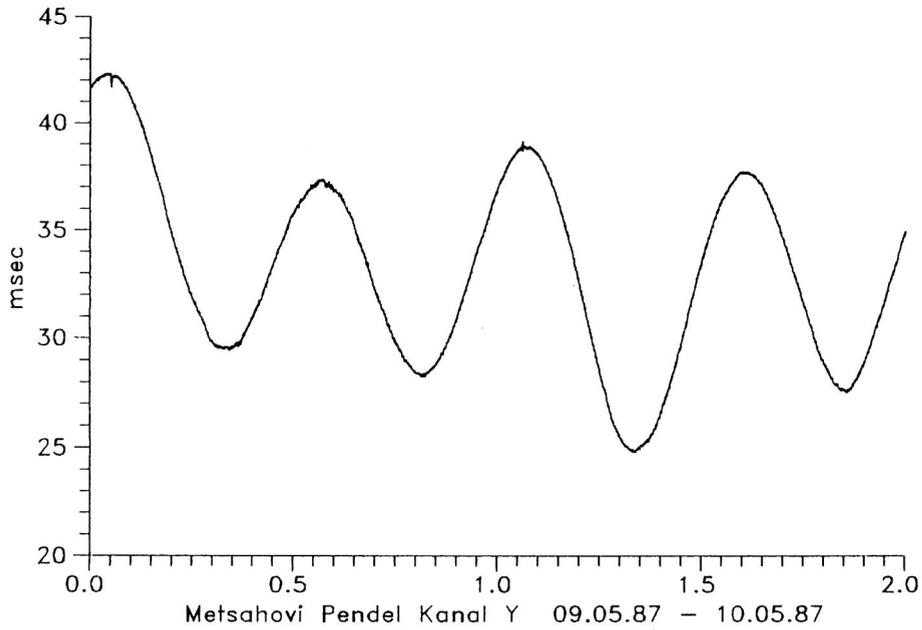


Abb. 7.13: Registrierbeispiel Pendel Nr.6 in Metsähovi.  
Kanal Y 09.05.87 0:00 bis 12.05.85 7:00

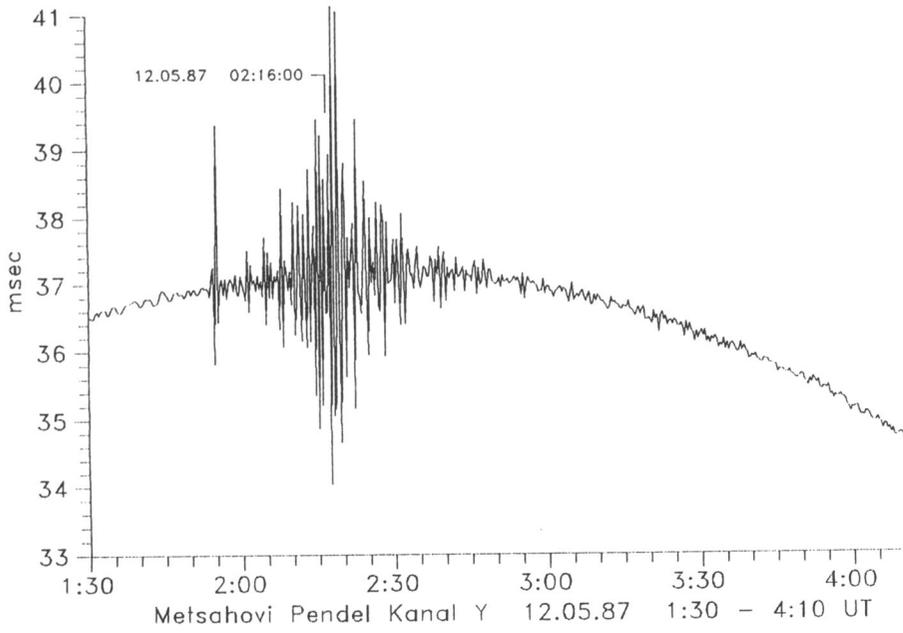


Abb. 7.14: Ereignis Nr. 3 (Mindanao) aus Abb. 7.1

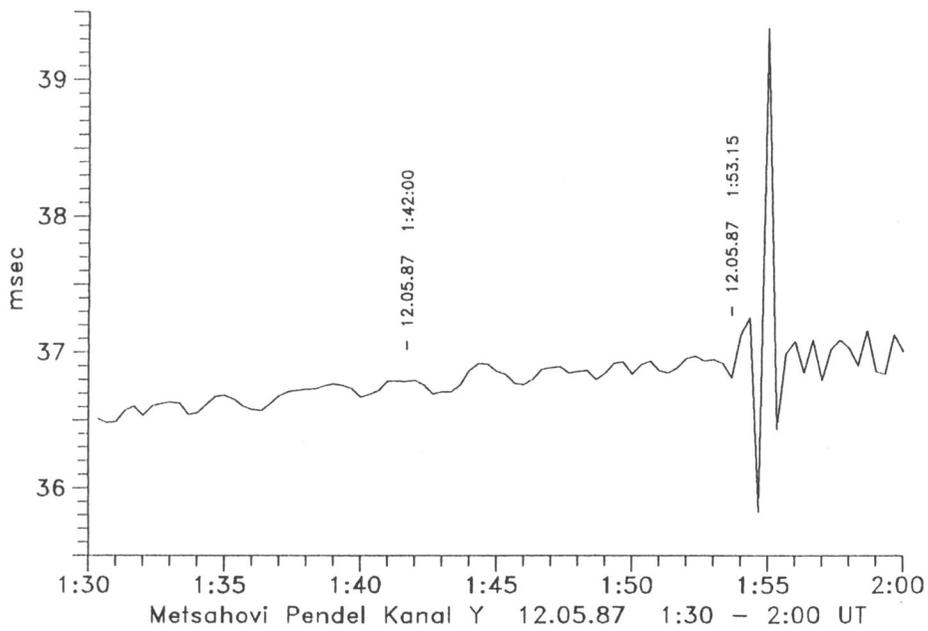


Abb. 7.15: Ausschnitt am Anfang von Ereignis Nr. 3 (Mindanao).

Abb. 7.13 bis 7.15 sind die entsprechenden Darstellungen des Y Kanals zu Abb. 7.10 bis 7.12. In Abb. 7.15 fällt der große s-Einsatz auf, der mit 3.5 msec<sub>ss</sub> schon fast die Amplituden der Oberflächenwellen erreicht.

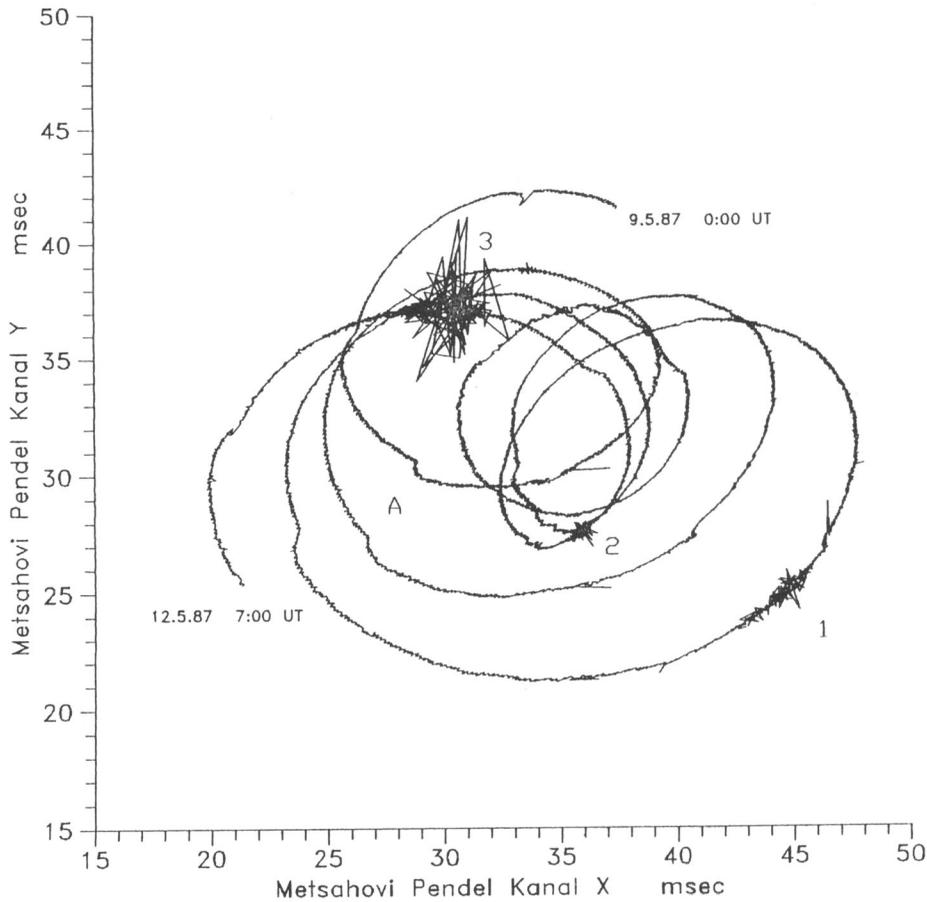


Abb. 7.16: Bewegung des Pendels über Grund;  
09.05.87 0:00 bis 12.05.85 7:00

Trägt man die Pendelregistrierung nicht als Zeitreihe, sondern über den X- und Y- Kanal auf, erhält man eine Darstellung des Weges, den die Pendelspitze zurückgelegt hat. In Abb. 7.16 ist der X- Kanal über die horizontale und der Y- Kanal über die vertikale Achse aufgetragen. Der Zeitraum ist entsprechend Abb. 7.10 und Abb. 7.13 gewählt. Die Spur beginnt bei am 9.5.87 um 0:00 in der oberen Bildhälfte und endet am 12.5.87 um 7:00. Die Zahlen 1 bis 3 korrespondieren mit den Ereignissen 1 bis 3 in Abb. 7.1. Die mit einem "A" markierten Störungen der Spur sind auf Schwankungen des Grundwasserpegels zurückzuführen. Auf sie wird im folgenden Abschnitt näher eingegangen.

### (3) Pegelstand und Niederschlag

Wie in Kap. 6 Abs. 4 beschrieben, werden in Metsähovi zur Zeit sowohl Niederschlag als auch Grundwasserstand erfasst und in 10 Minutenintervallen auf Diskette geschrieben.

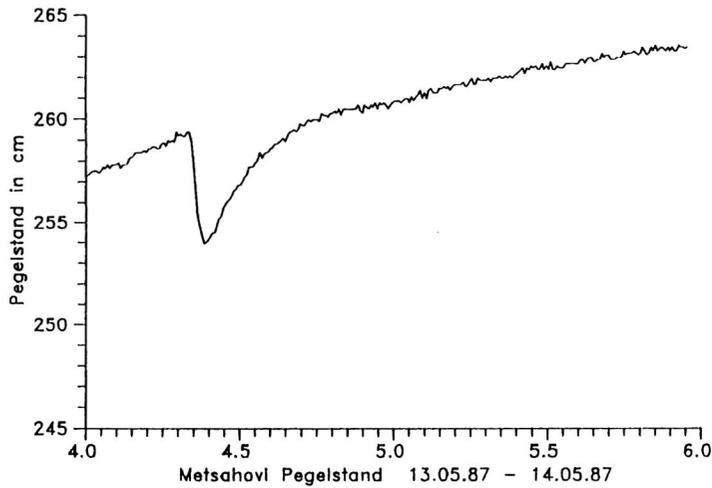
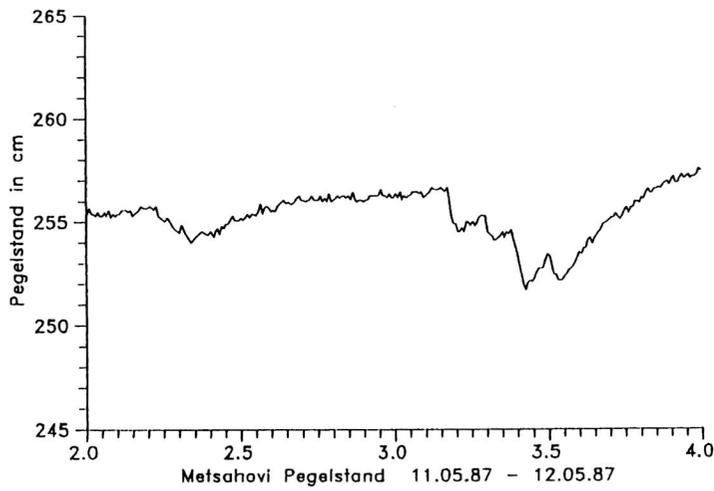
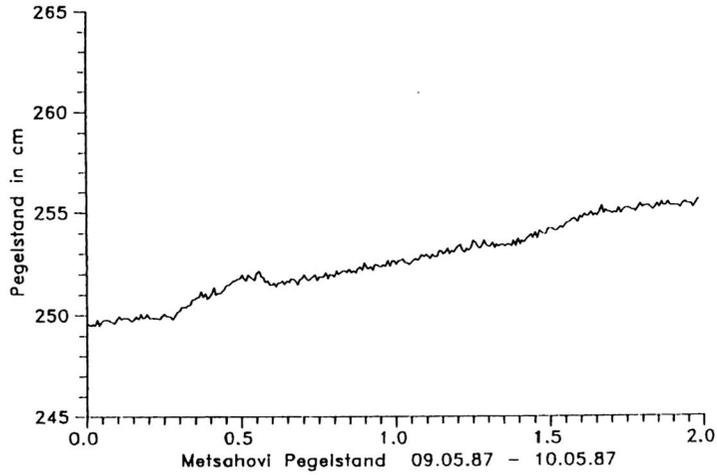


Abb. 7.17: Pegelstandsregistrierung in Metsähovi; 10.5.87 bis 14.5.87.

In Abb. 7.17 ist der Ausschnitt der Pegelstandsmessung wiedergegeben, der den Zeitraum der vorgestellten Registrierungen in Abb. 7.1 und Abb. 7.10 bzw. 7.13 überdeckt. Die vertikale Achse gibt den Wasserstand über der Meßsonde in Zentimetern an. Die Zeitachsen in Abb. 7.14 umfassen wieder 2 Tage, repräsentieren aber jetzt nur 288 Meßwerte. Der 9.5.87 war ein Samstag, und man kann außer einem langsamen Anstieg des Grundwasserpegels um 5 cm keine Ereignisse an diesem Wochenende erkennen. Der Montagvormittag zeigt ein leichtes Absinken des Pegels allerdings nicht ganz so stark wie am Vormittag des folgenden Tages. Im letzten

Abschnitt in Abb. 7.17 tritt am Mittwochvormittag innerhalb von 1 h 18 min eine Wasserstandsänderung von 5.5 cm auf. Diese drei Grundwasserabsenkungen entsprechen den in Abb. 7.16 mit dem "A" gekennzeichneten Störungen. Diese Pegelstandsänderungen werden durch den Wasserverbrauch an der Satellitenbeobachtungsstation Metsähovi an normalen Arbeitstagen verursacht. Die Beeinflussung des Pendelsignals ist offensichtlich und bedarf einer genaueren Untersuchung. Allerdings wird hier schon deutlich, wie wichtig es ist, zusätzliche Größen zum Neigungssignal zu erfassen.

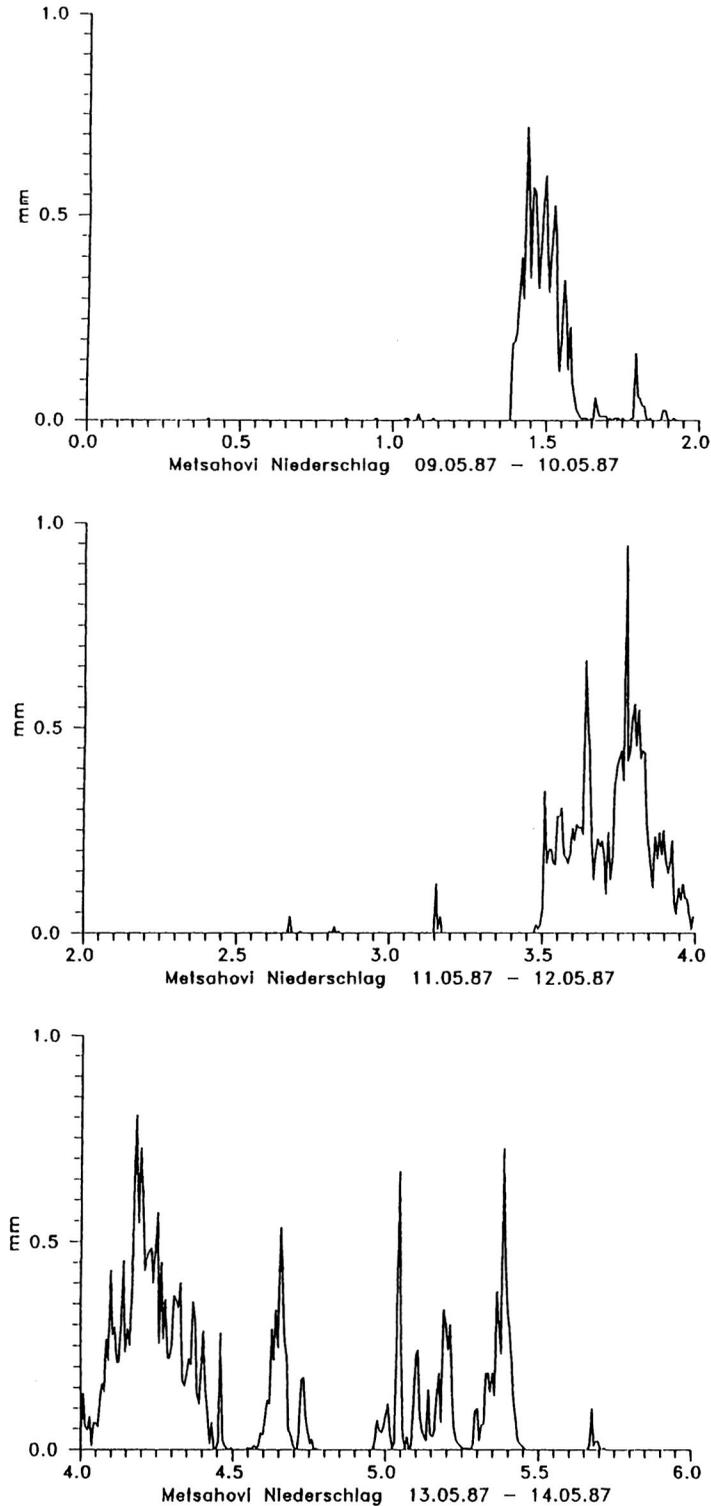


Abb. 7.18: Niederschlag in Metsähovi; 10.5.87 bis 14.5.87.

In Abb. 7.18 wird der Niederschlag in mm für Metsähovi im selben Zeitraum wiedergegeben, in dem der Pegelstand in Abb. 7.17 dargestellt ist. Korrelationen zwischen dem Niederschlag und dem Grundwasser, bzw. dem Neigungssignal sind auf Anhub nicht so deutlich zu erkennen wie am vorangegangenen Beispiel, in erster Linie wohl deswegen, weil integrale Effekte und Phasenverzögerungen die direkte Korrelation erschweren. Die Klärung dieser Zusammenhänge ist Gegenstand weiterführender Untersuchungen.

(4) Pendelregistrierungen in Norwegen

Im folgenden werden zwei kurze Registrierbeispiele der Stationen Mosvatnet und Skipadal vorgestellt.

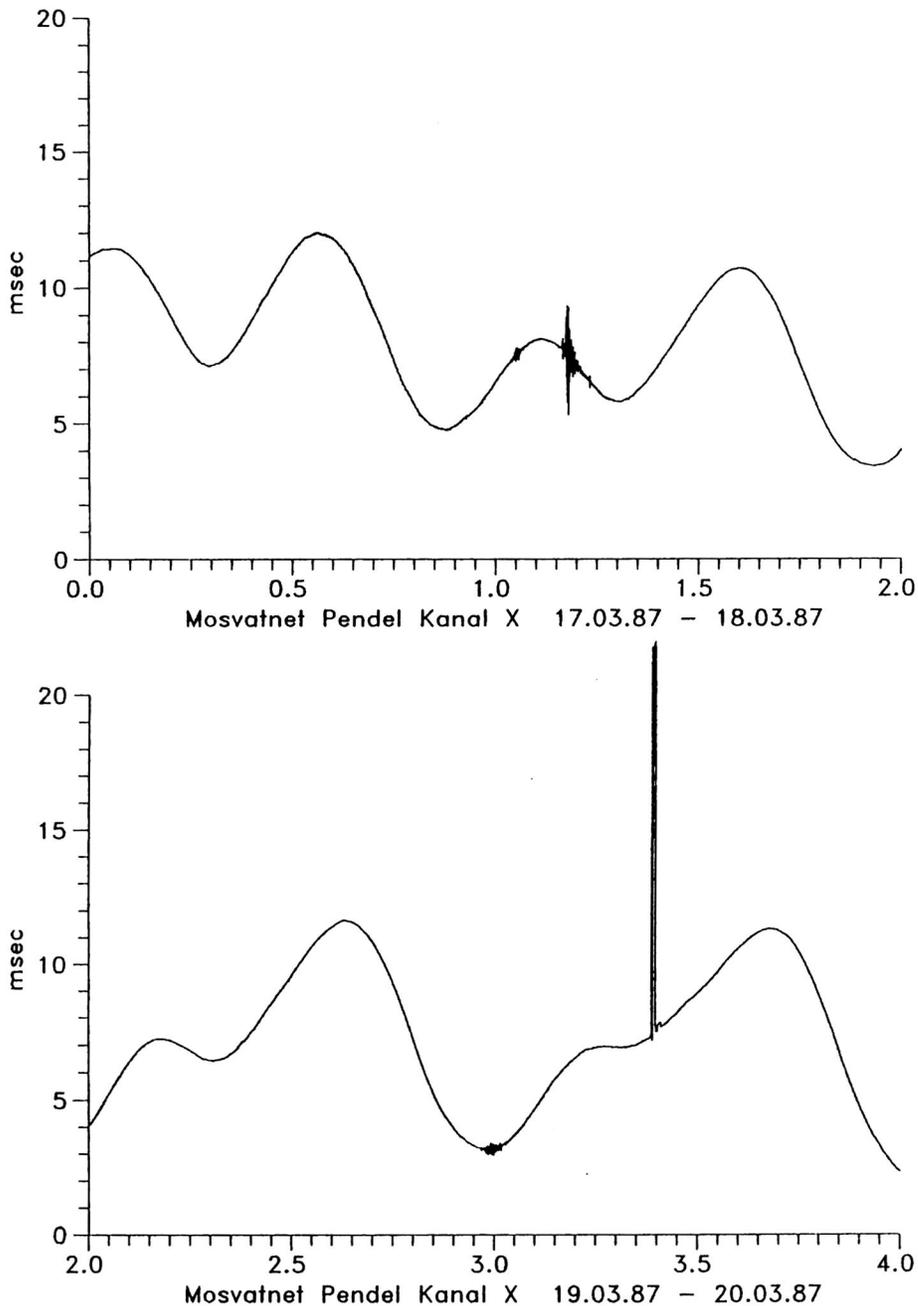


Abb. 7.19: Registrierung Mosvatnet, Pendel Nr.1, Kanal X;  
17.3.87 0:00 bis 20.3.87 24:00

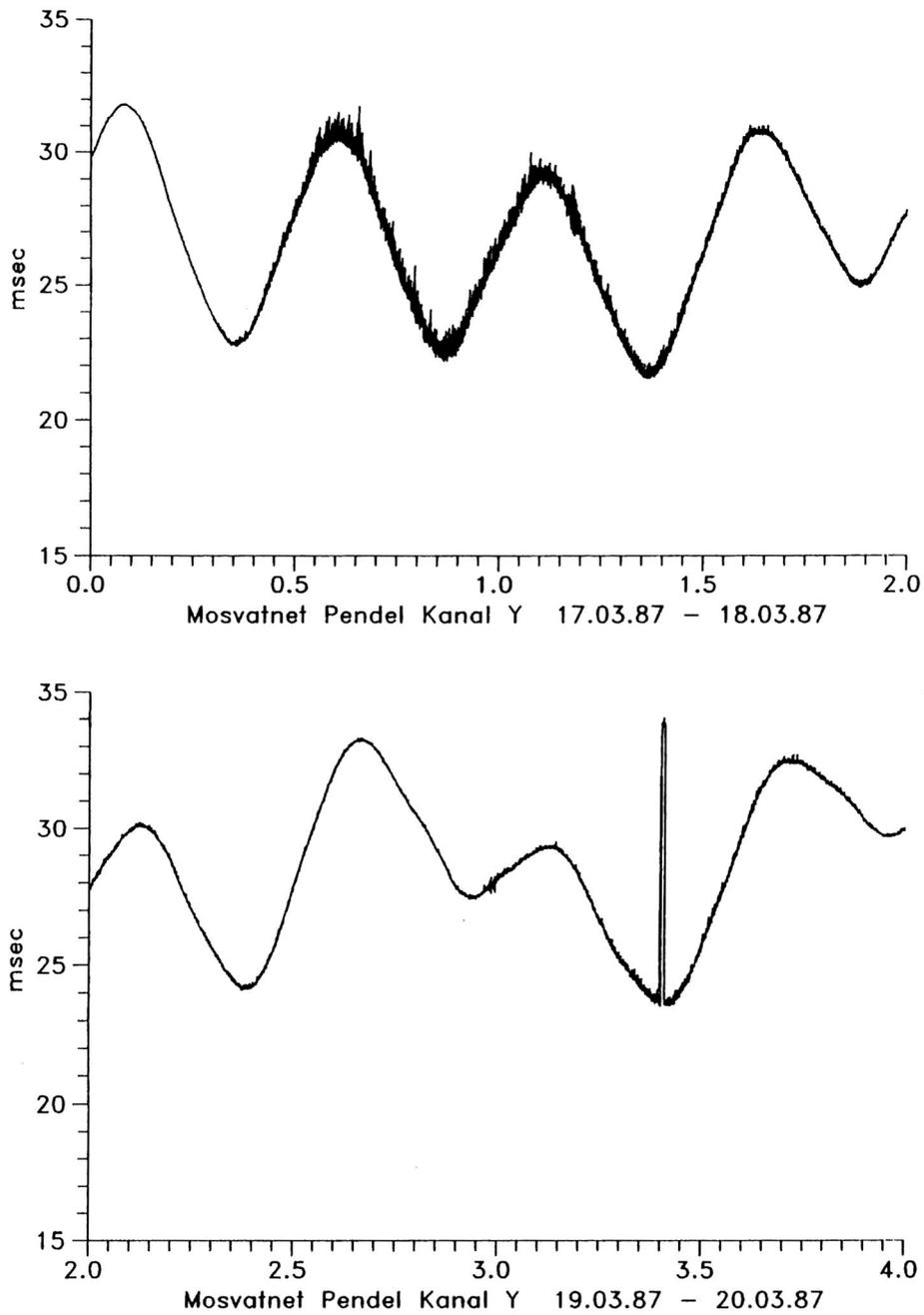


Abb. 7.20: Registrierung Mosvatnet, Pendel Nr.1, Kanal Y;  
17.3.87 0:00 bis 20.3.87 24:00

Abb. 7.19 und 7.20 zeigen eine 4 tägige Registrierung der Station Mosvatnet vom 17.3.87 0:00 bis zum 20.3.87 24:00. Im Kanal Y (Abb. 7.20) ist ein Anwachsen des Rauschanteils im Laufe des 17.3.87 zu erkennen, die am 18.3.87 wieder langsam nachläßt. Auf dem X- Kanal ist dieses Phänomen nicht zu beobachten. Ursache für das Signal ist ein durchziehendes Sturmtief über dem Nordatlantik, das eine starke Zunahme der Mikroseismik an der norwegischen Küste verursacht. Zufälligerweise ist das Pendel so orientiert, daß der Y- Kanal auf die Küste zeigt und so besonders empfindlich auf Bodenbeschleunigungen reagiert, die senkrecht zur Küste angeregt werden.

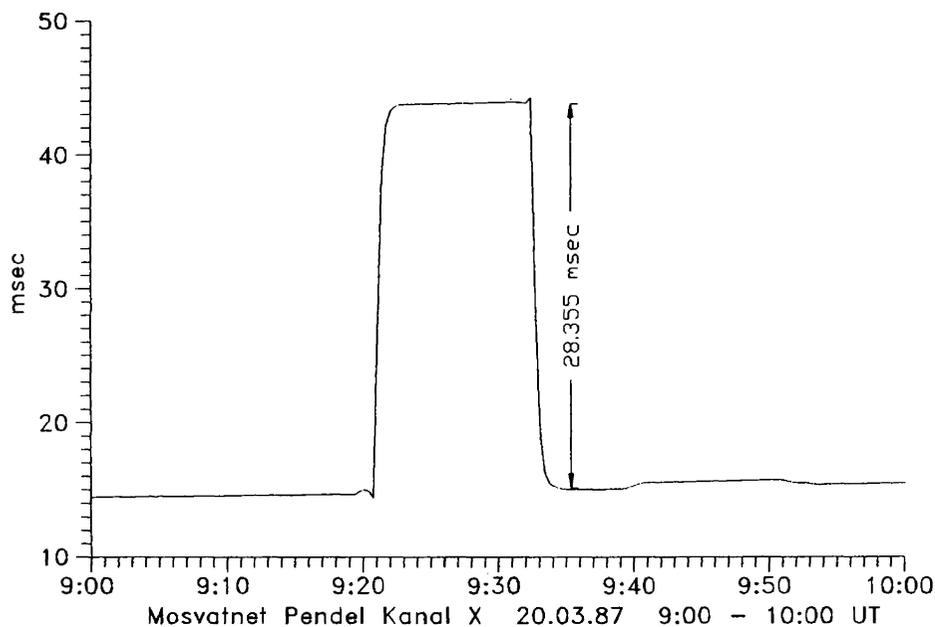


Abb. 7.21: Vergrößerte Darstellung des Eichsignals aus Abb. 7.19.

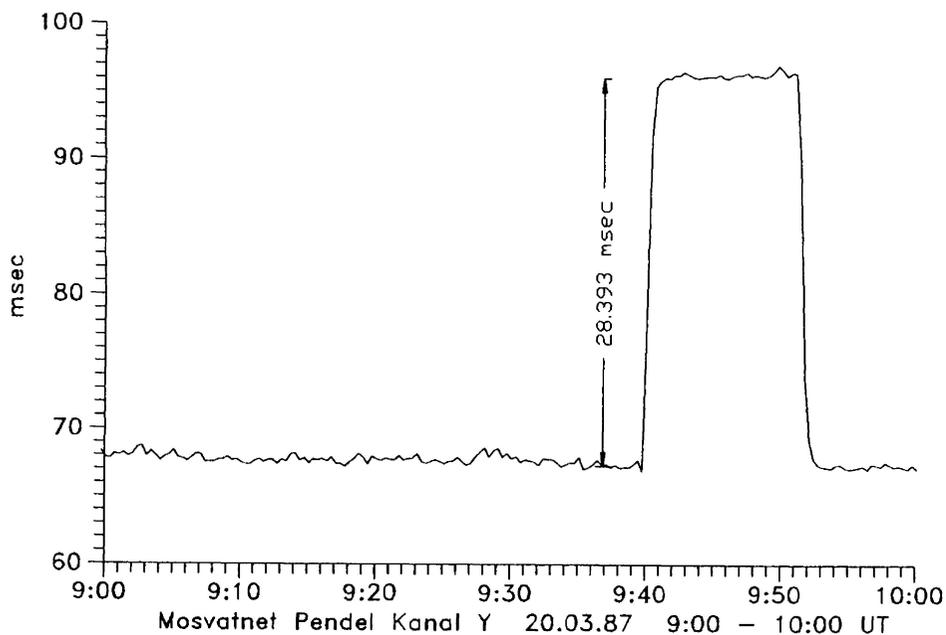


Abb. 7.22: Vergrößerte Darstellung des Eichsignals aus Abb. 7.20.

Die in Abb. 7.19 und 7.20 vorhandenen Eichsignale sind in Abb. 7.21 und 7.22 mit zeitlich größerer Auflösung wiedergegeben. Im rauschärmeren X-Kanal ist das Übersprechen des Eichsignals auf dem Y-Kanal zu erkennen. Die Auswertung der Eichsprünge und die Untersuchung des Übersprechens ist Teil der aktuellen Arbeiten.

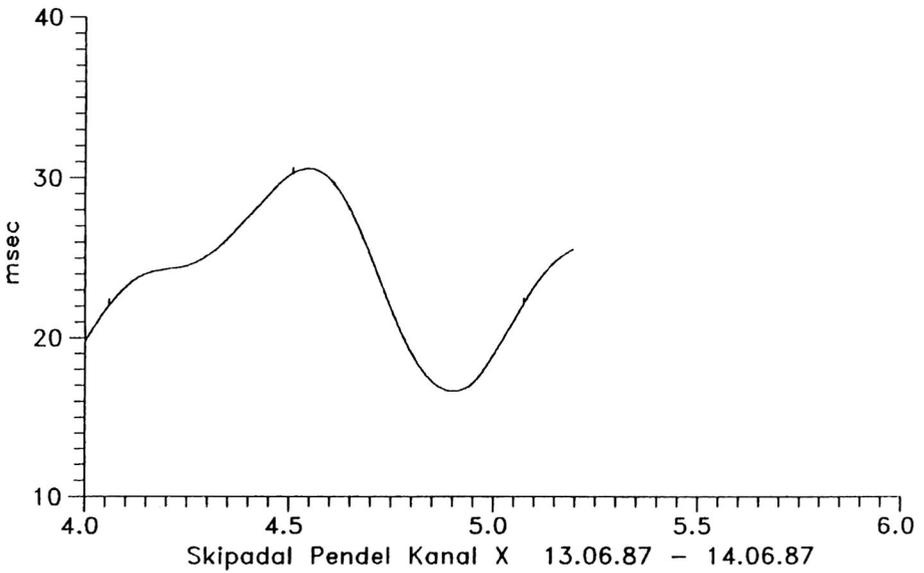
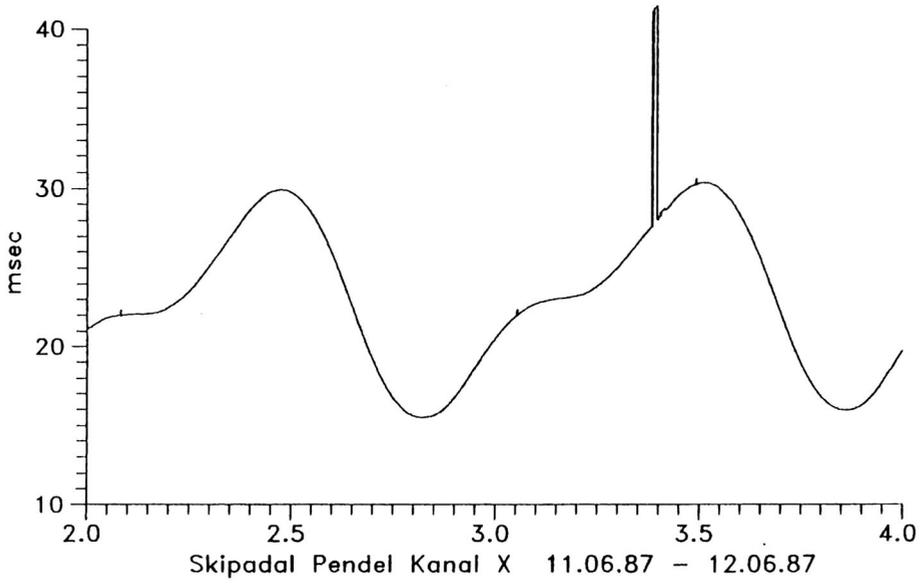
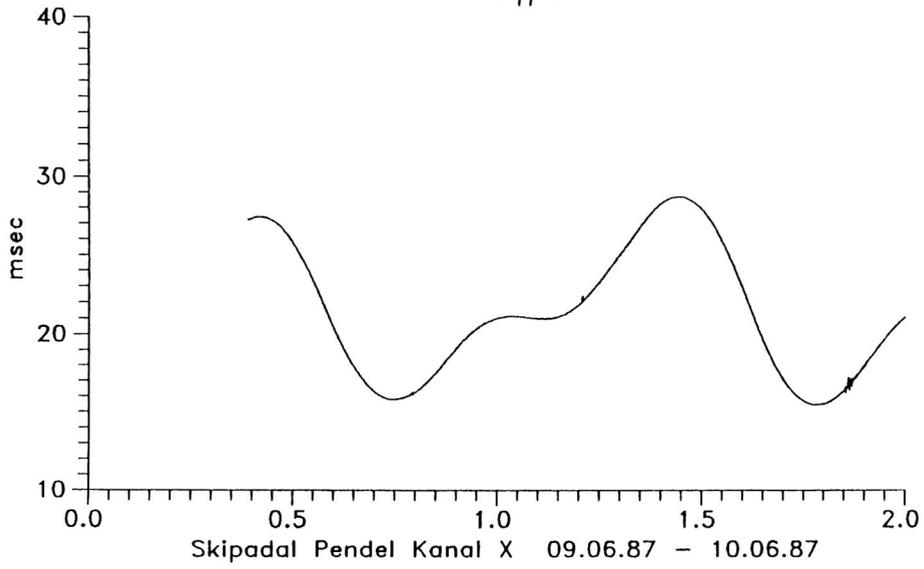


Abb. 7.23: Registrierung Skipadal, Pendel Nr.2, Kanal X;  
9.6.87 9:00 bis 14.6.87 6:00

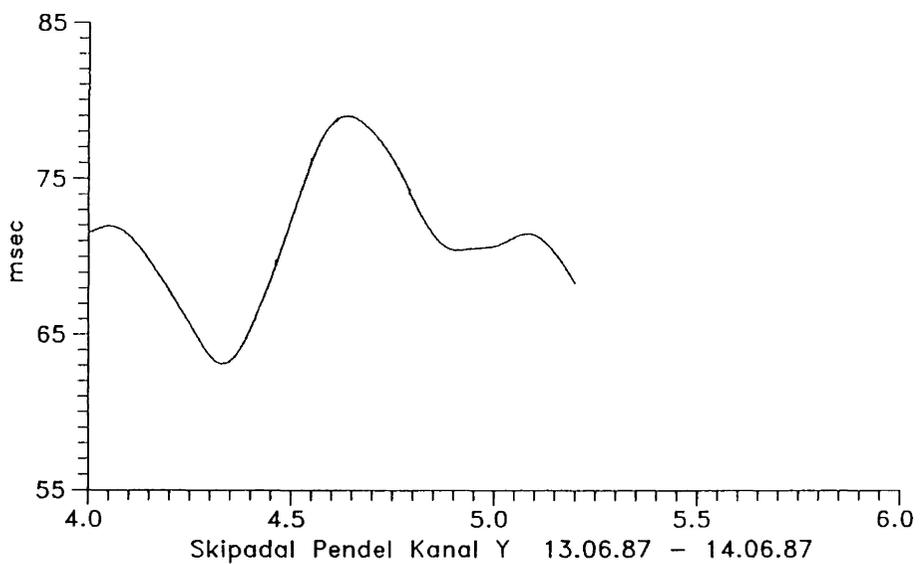
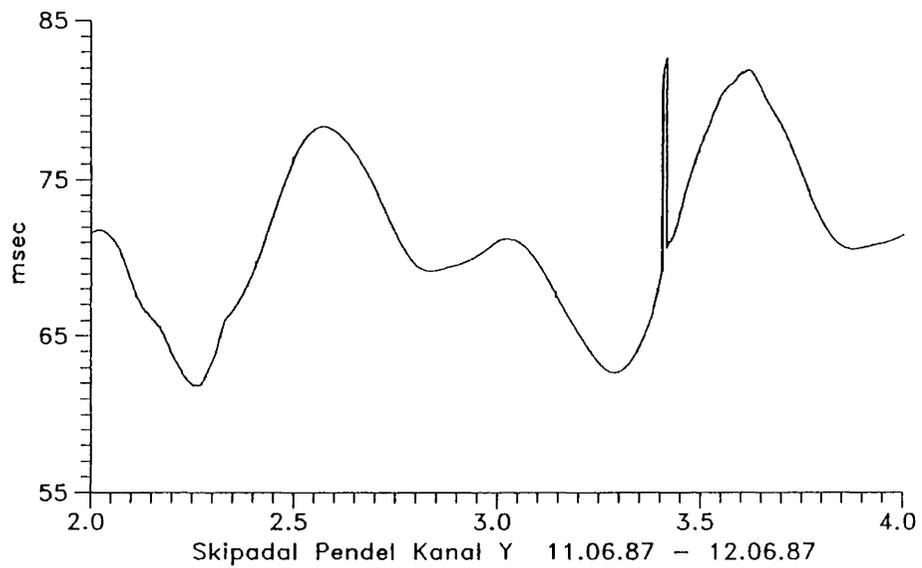
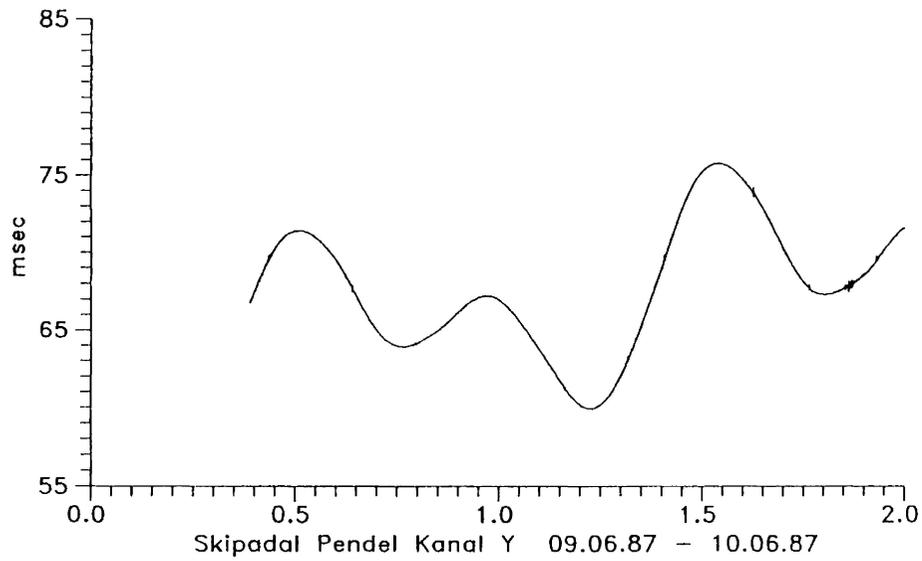


Abb. 7.24: Registrierung Skipadal, Pendel Nr.2, Kanal Y;  
9.6.87 9:00 bis 14.6.87 6:00

Die beiden Abb. 7.23 und 7.24 zeigen als aktuelles Registrierbeispiel den Inhalt der letzten Diskette und Tab. 7.1 gibt die erste Seite des zugehörigen Protokollfiles wieder, den das Registrieresystem erstellt.

Tab. 7.1: Protokoll zur Registrierung Abb. 7.23 und 7.24

Projekt : BLA SJOE            Station : SKIPADALEN

Programmversion : 2.1  
 Filterpruefsumme : +1.0000000897004828D+0000  
 DI, 87-06-09 09:03:26 Aufruf des Registrierprogramms  
 Statusmeldung Schreiber : ST 09/06/87 09:03:26 R T I U!  
 Keine Information ueber die letzte Registrierung vorhanden

Beginn der neuen Registrierung mit folgenden Einstellungen

Schreiber LL : 26    UL : 46    Gegensp.: 0    Kanal 1  
 Schreiber LL : 110    UL : 130    Gegensp.: 0    Kanal 2

```

-----
DI, 87-06-09 10:27:41 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
DI, 87-06-09 14:40:01 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 14mV UL 34mV
DI, 87-06-09 15:24:21 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 110mV UL 130mV
MI, 87-06-10 03:56:41 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 98mV UL 118mV
MI, 87-06-10 05:02:21 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 26mV UL 46mV
MI, 87-06-10 07:39:01 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 110mV UL 130mV
MI, 87-06-10 09:49:21 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
MI, 87-06-10 15:32:41 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 14mV UL 34mV
MI, 87-06-10 18:20:40 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 110mV UL 130mV
MI, 87-06-10 22:21:41 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
DO, 87-06-11 02:00:20 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 26mV UL 46mV
DO, 87-06-11 02:41:21 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 110mV UL 130mV
DO, 87-06-11 09:43:21 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
DO, 87-06-11 11:53:02 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 134mV UL 154mV
DO, 87-06-11 16:33:41 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 14mV UL 34mV
DO, 87-06-11 16:53:21 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
FR, 87-06-12 01:18:21 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 26mV UL 46mV
FR, 87-06-12 03:25:41 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 110mV UL 130mV
FR, 87-06-12 09:14:02 Kanal 1 Sprungtyp neue Bereichsgr.: LL 38mV UL 58mV
FR, 87-06-12 09:14:38 Kanal 1 Sprungtyp neue Bereichsgr.: LL 50mV UL 70mV
FR, 87-06-12 09:27:39 Kanal 1 Sprungtyp neue Bereichsgr.: LL 38mV UL 58mV
FR, 87-06-12 09:32:01 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 26mV UL 46mV
FR, 87-06-12 09:42:32 Kanal 2 Sprungtyp neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
FR, 87-06-12 09:42:48 Kanal 2 Sprungtyp neue Bereichsgr.: LL 134mV UL 154mV
FR, 87-06-12 09:56:21 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 146mV UL 166mV
FR, 87-06-12 09:56:25 Kanal 2 Sprungtyp neue Bereichsgr.: LL 134mV UL 154mV
FR, 87-06-12 09:56:40 Kanal 2 Sprungtyp neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
FR, 87-06-12 11:36:01 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 134mV UL 154mV
FR, 87-06-12 11:47:41 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 38mV UL 58mV
FR, 87-06-12 14:29:41 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 26mV UL 46mV
FR, 87-06-12 17:37:21 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 14mV UL 34mV
FR, 87-06-12 18:24:21 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
SA, 87-06-13 01:26:41 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 26mV UL 46mV
SA, 87-06-13 04:52:41 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 110mV UL 130mV
SA, 87-06-13 11:05:41 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 122mV UL 142mV
SA, 87-06-13 12:15:01 Kanal 1 neue Bereichsgr.: LL 38mV UL 58mV
SA, 87-06-13 13:11:01 Kanal 2 neue Bereichsgr.: LL 134mV UL 154mV
    
```

Die in Tab. 7.1 verwendeten Abkürzungen LL und UL beziehen sich auf die Bereichseinstellung des Eingangsmoduls im Schreiber und stehen für 'Lower Limit' und 'Upper Limit'. Man erkennt auch, wie das Registrierersystem am 12.6.87 auf die Eichung reagiert und die Breichsgrenzen wechselt.

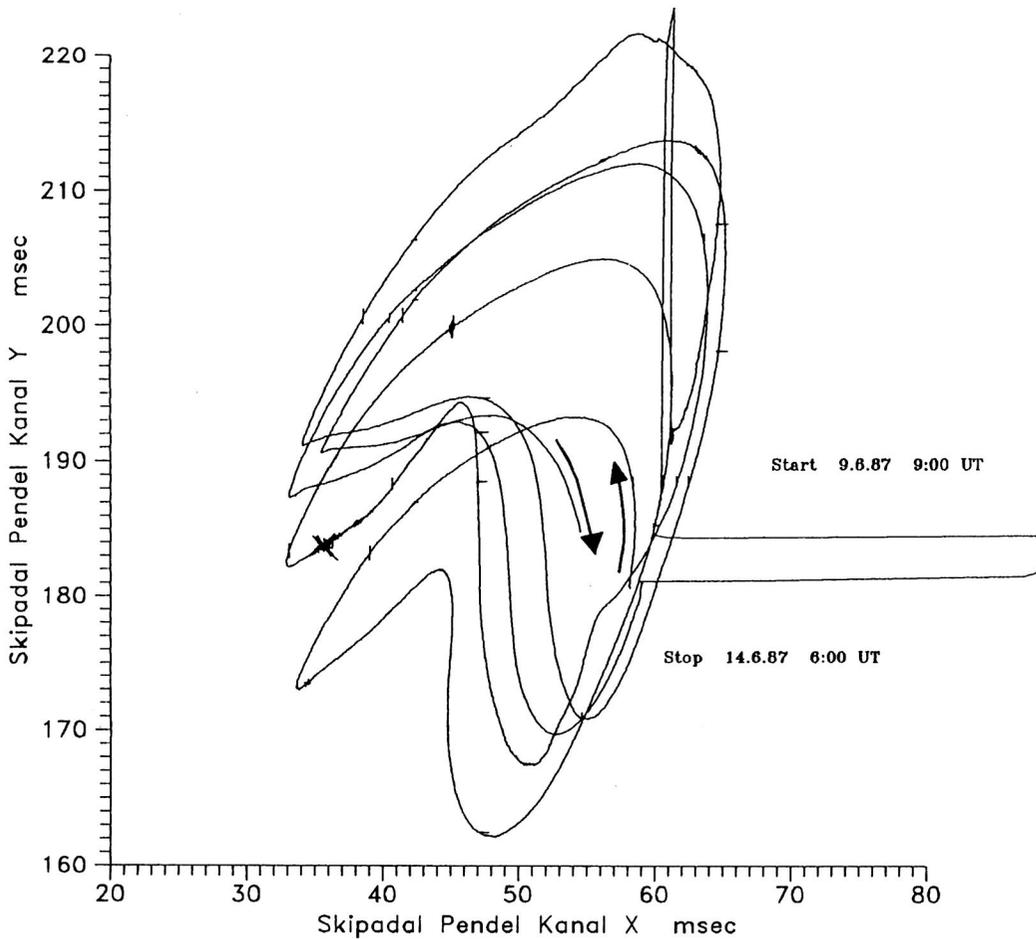


Abb. 7.25: Bewegung des Pendels Nr.2 über Grund; 9.6.87 9:00 bis 14.6.87 6:00.

Abb. 7.25 zeigt die Registrierung aus Abb. 7.23 und 7.24 wieder als Weg des Pendels über Grund. Deutlich sind die Eichsprünge auf den beiden Kanälen zu erkennen. Die Spur beginnt bei dem aufwärts zeigenden Pfeil am 9.6.87 um 9:00 und endet bei dem abwärts gerichteten Pfeil am 14.6.87 um 6:00.

Aus den hier angeführten wenigen Beispielen wird bereits klar, daß das gesammelte Datenmaterial eine Fülle von Informationen enthält, die sich nach den unterschiedlichsten Aspekten aufbereiten und auswerten lassen, also ein breites Feld für die weitere Arbeit bietet.

8. Rauschuntersuchung

8.1 Gravimeterregistrierung

Die im letzten Kapitel gezeigten Registrierungen lassen in dieser Darstellung eine Überprüfung der in Kap. 3.2.4 aufgestellten Forderungen nicht ohne weiteres zu. Deshalb sollen im folgenden die Rauschanteile in einer ruhigen Registrierung untersucht werden. Unter dem Rauschen versteht man die Summe aller stationären und stochastischen Signale über die gesamte Bandbreite der Registrierung. Die Ursache dafür sind Signale, die von außen auf den Sensor wirken, aber auch solche, die vom Sensor selber, der Aufnahmeelektronik, oder der numerischen Datenverarbeitung erzeugt werden. In der Literatur sind Beiträge über das Rausch-

verhalten in diesem Periodenbereich recht selten zu finden. Arbeiten von Wielandt & Streckeisen (1982) und Wielandt & Steim (1986) beschreiben u.a. die Rauschgrenzen langperiodischer Seismometerregistrierungen.

Bei der Bestimmung von Rauschspektren geht man im Prinzip denselben Weg, wie bei der Bestimmung von Powerspektren. Nur ist im Rauschspektrum der einzelne Fourierkoeffizient zufällig, weil jeder einzelne Meßwert der Zeitreihe ein Zufallsprodukt ist. Es wird deshalb die spektrale Leistungsdichte über eine konstante Bandbreite (Power Spectral Density) berechnet, die in unserem Fall die Einheit  $\text{gal}^2/\text{Hz}$  oder  $\text{gal}/\sqrt{\text{Hz}}$  besitzt. Eine ausführliche Gegenüberstellung der spektralen Einheiten findet man bei Gade (1987). Wählt man die Bandbreite zu schmal, ist das Ergebnis überwiegend zufällig, wählt man sie zu breit, verliert man Detailinformationen. In Anlehnung an die oben zitierten Arbeiten wurden alle berechneten Rauschspektren über 1/6 Dekade gemittelt. Ein Problem bei der Rauschanalyse der vorliegenden Zeitreihen erwächst aus der Tatsache, daß (zum Glück) auch deterministische Anteile wie Gezeiten- und Erdbebensignale vorhanden sind. Es ist zwar einfach, Zeiträume für die Rauschanalyse auszuklammern, in denen Erdbeben auftraten, aber die Gezeiten signale müssen immer berücksichtigt werden. Es ist dabei nicht notwendig, eine Zeitreihe in ihrer gesamten Bandbreite zu untersuchen, da die Rauschanteile in den Gezeitenbändern bei der Erdgezeitenanalyse sowieso ermittelt werden. Deshalb wurde nur der Bereich unterhalb des 1/3-tägigen Gezeitenbandes ( $3 \cdot 10^4$  Sek) untersucht. Die dazu notwendigen Berechnungen wurden in mehrere Einzelschritte aufgeteilt und überprüft, welchen Einfluß verschiedene Vorgaben auf das Ergebnis haben. Anhand unterschiedlich langer Zeitreihen wurde zunächst die Konsistenz der Rauschspektren bei unterschiedlichen Fensterfunktionen untersucht. Gute Ergebnisse ergaben Zeitabschnitte von knapp einem Tag (22h 45m 20s entsprechend 4096 Meßwerten), in denen keine erkennbaren Bebensignale vorlagen. Um Leakage zu verringern, wurden diese Zeitreihen mit einer Fensterfunktion (Hanning) gewichtet und anschließend fouriertransformiert und die spektrale Leistungsdichte über 1/6 Dekade berechnet. Für denselben Zeitraum wurden die theoretischen Gezeiten im gleichen Sampleabstand berechnet und von der gemessenen Zeitreihe unter Berücksichtigung des  $\delta$  Faktors 1.16 für die feste Erde abgezogen. Diese Residualzeitreihe, und zur Kontrolle auch die theoretischen Gezeiten, wurde auf dieselbe Weise bearbeitet, wie die Meßreihe. Zwar ist die theoretische Zeitreihe 'rauschfrei', aber man kann so direkt sehen, ab wann deterministische Signale in den anderen Spektren vorliegen. In Abb. 8.1 sind die drei Rauschspektren dargestellt.

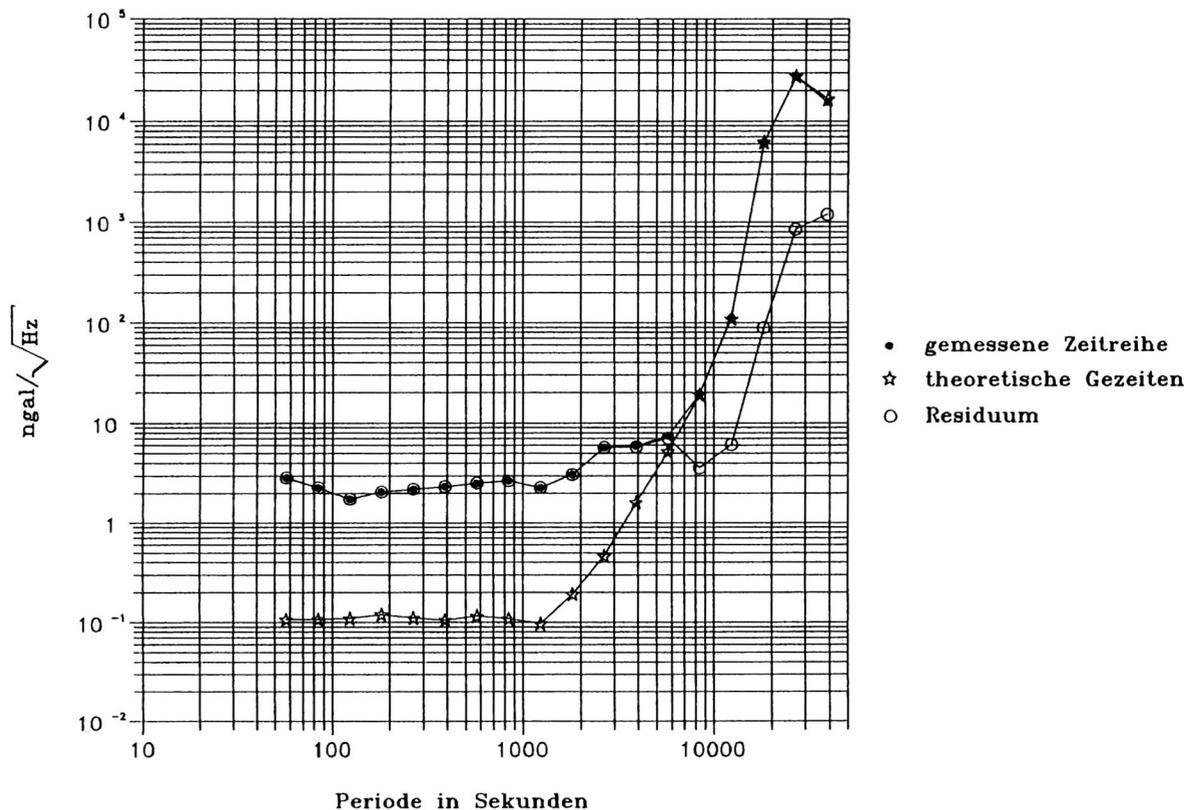


Abb. 8.1: Rauschspektren der ET18 Registrierung vom 5.3.88 in Metsähovi. Darstellung der gemessenen Zeitreihe, der theoretischen Gezeiten und der Residuen (gemessene Zeitreihe - 1.16 • theoretische Gezeiten).

Die Übertragungsfunktion des Registriersystems braucht nicht berücksichtigt zu werden, da der Einfluß des Filters (s. Abb. 5.6) in diesem Periodenbereich keine Rolle mehr spielt. Die Korrektur der Instrumentenfunktion des ET18 wurde ebenfalls nicht angebracht, da sie in der logarithmischen Darstellung in Abb. 8.1 nicht erkennbar wäre. Im Bereich zwischen 50 und 5000 Sek lassen sich in Abb. 8.1 die Meßwerte von der Residualzeitreihe nicht trennen. Oberhalb von  $10^4$  Sek sind im Residuum immer noch die 1/3-tägigen Gezeiten dominierend, die auf Grund des konstanten  $\delta$ -Faktors bei der Berechnung der theoretischen Gezeiten nicht völlig eliminiert werden konnten. Die dritte Kurve des 'Rauschens' der theoretischen Gezeiten zeigt, daß diese auf 0.1 ngal bestimmt wurden und wo der Übergang zwischen stochastischen und deterministischen Signalanteilen liegt. Die vorliegende Registrierung ist direkt für Rauschanalysen bis Perioden von 5000 Sek verwendbar. Nach Abzug der theoretischen Gezeiten sind auch noch Perioden bis etwa 10000 Sek zugänglich.

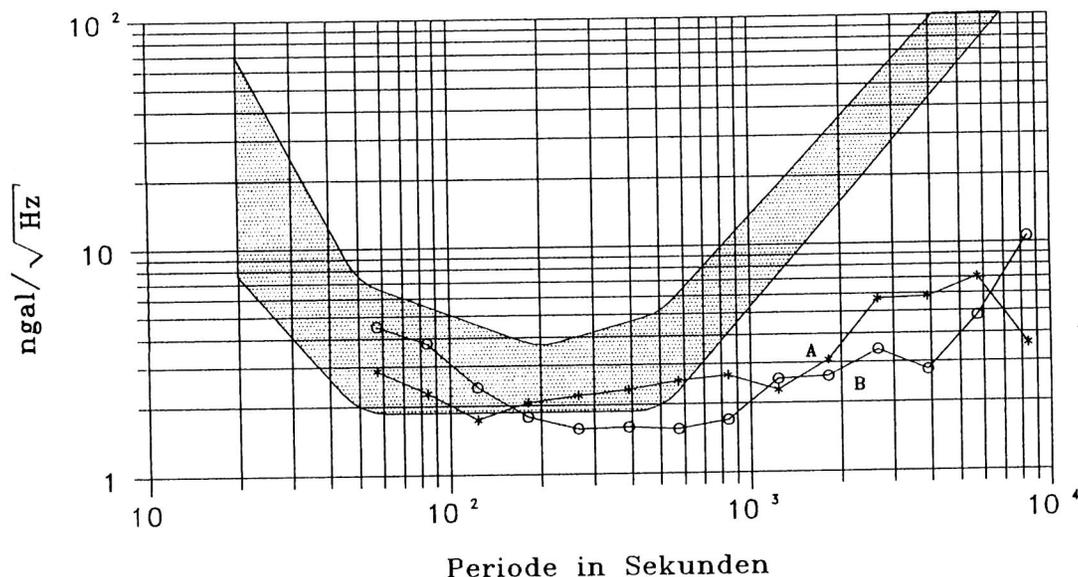


Abb. 8.2: Rauschspektren der ET18 Registrierung vom 16.2.88 (B) und 5.3.88 (A) in Metsähovi. Noiseband für die Lokation Zürich mit langperiodischen Seismometern aus Wielandt (1982).

In Abb. 8.2 sind zwei ausgesucht ruhige Tage der ET18 Registrierung in Metsähovi bis 10000 Sek dargestellt. Die mit (\*) markierte Kurve A entspricht der Meßreihe aus Abb. 8.1 und stammt vom 5.3.88. Die Kurve B (o) beruht auf Messungen am 16.2.88. In der von Wielandt (1982) veröffentlichten Arbeit wird u.a. das mit langperiodischen Seismometern in Zürich bestimmte Rauschen über einen längeren Zeitraum in Form eines Noisebandes dargestellt. Dieses Band wurde in Abb. 8.2 übernommen und ist durch den schattierten Bereich gekennzeichnet. Zunächst erkennt man, daß die Lokation Metsähovi sehr ruhig ist. Im langperiodischen Bereich ( $10^3 - 10^4$  Sek) ist das Gravimeter dem Seismometer wohl überlegen, wenn auch hier nicht geklärt werden kann, inwieweit die Lokation Zürich für den Noiseanstieg mitverantwortlich ist. Unabhängig vom Vergleich mit einer anderen Station zeigt Abb. 8.2 aber auch, daß die in Kap. 3.2.4 geforderte Dynamik des Registriersystems von 132dB (entspr. 0.5 ngal) vom ET18 an der Lokation Metsähovi bis auf den Faktor 3 ausgeschöpft wird. Die Gezeitenanalysen dieser Zeitreihe ergeben dann auch im halbtägigen Band einen Fourierfehler von 8 ngal was recht gut mit den hier vorgestellten Berechnungen übereinstimmt.

## 8.2 Pendelregistrierungen

Die Rauschspektren der Pendelregistrierungen können in derselben Weise berechnet werden. Um allerdings vergleichbare Ergebnisse zu erhalten, muß die gemessene Winkelgröße zuerst in eine entsprechende Beschleunigung umgerechnet werden. Auf Grund der Überlegungen aus Kap. 3 hinsichtlich der Übertragungsfunktion des Pendels, reicht für die Herleitung eine statische Betrachtung völlig aus.

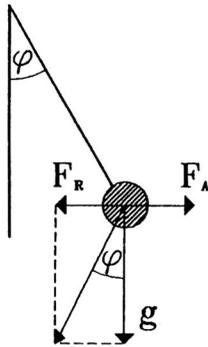


Abb. 8.3 : Skizze zur Umrechnung Winkel → Beschleunigung

Die auslenkende Kraft  $F_A$  in Abb. 8.3 sei im Gleichgewicht mit der rückstellenden Kraft  $F_R$ , die von der an der Pendelmasse angreifenden Erdbeschleunigung aufgebracht wird.

$$(8.1) F_A = m \cdot b$$

$$(8.2) F_R = m \cdot g \cdot \tan \varphi$$

Sind beide Kräfte betragsmäßig gleich groß, ergibt sich im statischen Fall

$$(8.3) b = g \cdot \tan \varphi$$

und für sehr kleine Winkel wird (8.3) zu

$$(8.4) b = g \cdot \varphi \quad (\text{Fehler} < 0.1\% \text{ für } \varphi < 3^\circ)$$

Aus (8.4) ergibt sich ein Umrechnungsfaktor von  $4.76 \mu\text{gal}/\text{msec}$ . Zur Rauschbestimmung wurde wieder die Registrierung vom 5.3.88 herangezogen. Die in Kap. 3.1.6 beschriebene Dämpfung der Pendel hat, wie aus Abb. 3.8 oben rechts hervorgeht, allerdings im Bereich bis 1000 Sek einen nicht zu vernachlässigenden Einfluß auf das Signal. Deshalb sind in den folgenden Abb. 8.4 bis 8.6 immer zwei Kurvenpaare dargestellt. Die durchgezogenen Linien zeigen die Rauschsignale der direkt gemessenen, die gestrichelten Linien die um den errechneten Einfluß der Dämpfung korrigierten Meßwerte. Die Symbole (\*) kennzeichnen den X Kanal und die Symbole (o) den Y Kanal.

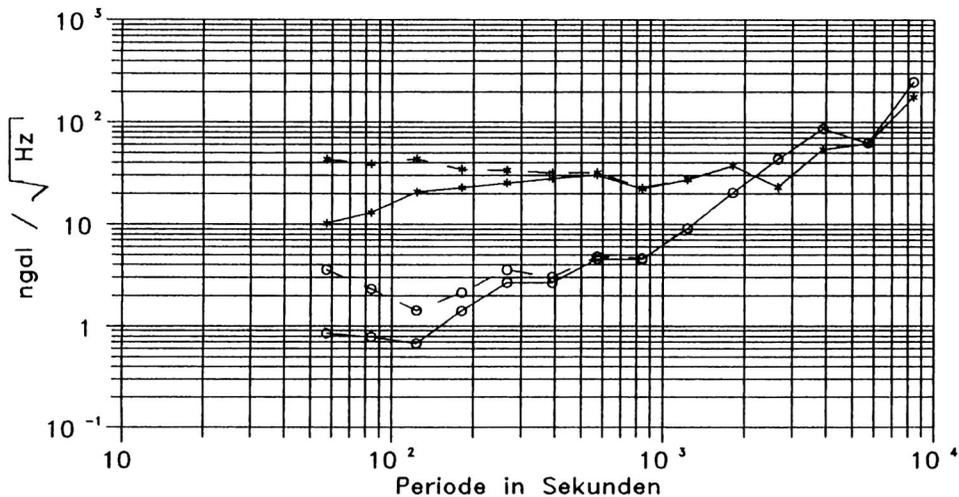


Abb. 8.4: Rauschspektrum der Pendelregistrierung aus Metsähovi am 5.3.88. (\*) X Kanal, (o) Y Kanal (—) gemessene Werte, (---) korrigierte Werte (s. Text).

Der X Kanal zeigt in dieser Meßreihe sehr starkes Rauschen, das von der Elektronik erzeugt wurde. Inzwischen wurde dieses Problem allerdings beseitigt. Der Y Kanal bestätigt hier wieder die ruhige Lage Metsähovis. Im Bereich bis 1000 Sek entspricht der Rauschpegel sogar den Werten aus der Gravimeterregistrierung.

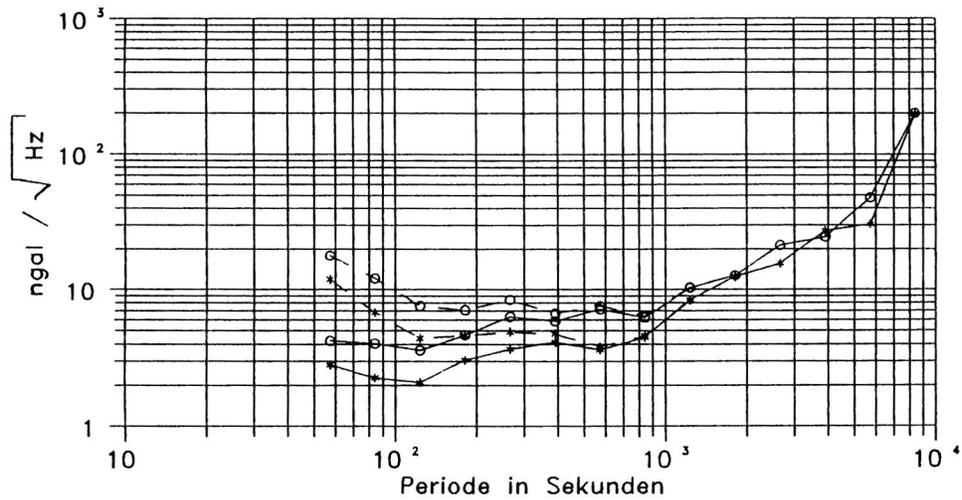


Abb. 8.5: Rauschspektrum der Pendelregistrierung aus Mosvatnet am 5.3.88. (\*) X Kanal, (o) Y Kanal (—) gemessene Werte, (---) korrigierte Werte (s. Text).

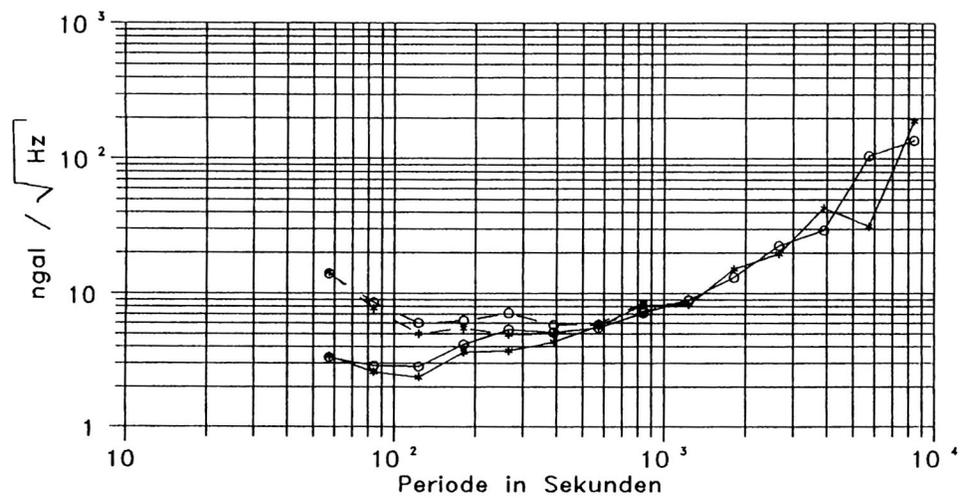


Abb. 8.6: Rauschspektrum der Pendelregistrierung aus Skipadal am 5.3.88. (\*) X Kanal, (o) Y Kanal (—) gemessene Werte, (---) korrigierte Werte (s. Text).

Abb. 8.5 und 8.6 zeigen das Ergebnis für die beiden Stationen Skipadal und Mosvatnet. Bei beiden Geräten ist der Y Kanal etwas unruhiger als der X Kanal. Es könnte sein, daß die unterschiedlich durchgeführte Schirmung der Signalleitungen beider Kanäle dafür verantwortlich ist. Mit Werten um  $10 \text{ ngal}/\sqrt{\text{Hz}}$  erhält man hier eine Auflösung des Neigungssignals von  $2\mu\text{sec}$ . Vergleicht man damit die von Graf angestrebte Meßgenauigkeit (vergl. Kap. 3.1.1), dann ist diese Auflösung um den Faktor 100 besser.

### Danksagung

Wenn in Gesprächen mit Außenstehenden gefragt wurde, warum man mit einem abgeschlossenen Hochschulstudium einer Tätigkeit nachgehe, die sich von Zeitvertrag zu Zeitvertrag verunsichere, bei der der Stundenlohn nur in der Nachkommastelle relevant ist, Zwischenberichte schon geschrieben sein müssen bevor ein Gerät geliefert wurde und bei der noch ganz nebenbei das Studium des Zoll- und Formularrechts nach dem Trail & Errorverfahren zum Pflichtfach wird, dann fühlte ich mich an den Hochseeregattasegler erinnert, dem erzählt wird, seine Lieblingsbeschäftigung wäre es, in voller Montur kalt zu duschen und dabei 1000. Markscheine zu zerreißen (Wigger, pers. Mitteilung, 1986). Es ist schwer auszudrücken, warum ich diesen Weg eingeschlagen habe und es wieder tun würde, ohne pathetisch zu werden. Mir bereitet es sehr großes Vergnügen, Fragestellungen, die aus Problemen erwachsen, zu erkennen und ihnen auf den Grund zu gehen, selbst zu bestimmen, welche Richtungen auszuprobieren und welche zu vernachlässigen sind, zu entscheiden, ob ein Resultat befriedigt oder nicht. Zu sehen, wie hinter jeder Lösung neue Fragen auftauchen, neue Erkenntnisse und Einsichten in die Zusammenhänge zu gewinnen; eben zu forschen. Dafür bedanke ich mich bei meinem Freund Dr. G. Jentsch, der mir diesen Freiraum über die ganzen Jahre offen gehalten hat.

Die Arbeit, die Herr Sømme und Herr Granli in Norwegen, sowie H. Ruotsalainen vom Finnischen Geodätischen Institut in Helsinki mit der sorgfältigen und zum Teil aufwendigen Betreuung der Feldstationen auf sich genommen haben, ist für das Entstehen dieser Arbeit die wichtigste Randbedingung und es kann nicht ausreichen, wenn ich mich hier für jede einzelne Schlittenfahrt im tiefen Winter zur Station Skipadal bedanke.

Die Mitglieder der Arbeitsgruppe haben bei der Vorerkundung und dem Aufbau der Stationen im Gelände geholfen. Vor allem Thomas Jahr hat mir dabei viel Arbeit abgenommen und auf seine Art dazu beigetragen, daß es auch in schwierigen Situationen nie zu zwischenmenschlichen Reibungsverlusten kam.

Dr. W. Zürn hat mit kritischen Anmerkungen vor allem im letzten Teil der Arbeit und bei ihrem Abschluß dafür gesorgt, daß ihr geophysikalischer Bezug erkennbar wird. Über ihn erhielt ich Zugang zu teilweise unveröffentlichten Arbeiten von Wielandt und Agnew, die erst die vorgestellten Rauschspektren mit anderen Arbeiten vergleichbar machen.

### Literaturverzeichnis

- Agnew D.C. 1986 : Strainmeters and Tiltmeters, Rev. of Geophys., Vol 24, No. 3, 579-624.
- Asch G. 1983 : Digital data acquisition and preprocessing of tidal data. Bull. d'Inf. Marées Terr., 89, 5742-5758.
- Asch G. und G. Jentzsch 1986 : Measurements of vertical tilt changes in Finland and Norway. Proc. 10th Meeting Nordic Geodetic Comm., Helsinki.
- Asch G., T.Jahr, G. Jentzsch, A. Kiviniemi and J. Kääriäinen 1987 : Measurements of Gravity Tides along the "Blue Road Geotraverse" in Fennoskandia. Publ. Finn. Geodet. Inst., 104.
- Berkhemer H. 1970 : MARS 66 - Eine Magnetbandapparatur für seismische Tiefensondierung. Z. Geophys., 36, 501-518.
- Best R. 1982 : Handbuch der analogen und digitalen Filterungstechnik, AT Verlag, Aarau.
- Broch J.T. 1981 : Principles of Analog and Digital Frequency Analysis. TAPIR Press, Trondheim.
- Carr J.J. 1980 : Microcomputer Interfacing Handbook : A/D & D/A, TAB Books Inc., Blue Ridge Summit, PA. 17214.
- Dumortier D. 1979 : Digital/Analog and Analog/Digital Conversion Handbook. Motorola Inc. Product marketing, Le Mirail, F-31023 Toulouse Cedex.
- Flach D., W. Große-Brauckmann, K. Herbst, G. Jentzsch und O. Rosenbach 1975 : Ergebnisse von Langzeitregistrierungen mit Askania Bohrlochneigungsmessern - Vergleichende Analyse hinsichtlich der Gezeitenparameter und langperiodischer Anteile sowie instrumentelle Untersuchungen. Deutsche Geodät. Komm., Reihe B, Heft 211.
- Gade S. and H. Herlufsen 1987 : Signals and Units. Brüel & Kjaer, Technical Review No. 3, 29 - 38.
- Gladwin M.T. and J. Wolfe 1975 : Linearity of capacitance displacement transducers, Rev. Sci. Instrum., 46, 1099-1100.
- Graf A. 1964 : Erste Neigungsregistrierungen mit dem Vertikalpendel in einem 30m Bohrloch. Comm. Obs. Roy. Belg. 236, sér.geophys. Nr.69, Cinquieme Symposium International sur la marées terrestres, S.249-254, Brüssel.
- Große-Brauckmann W. 1979 : Untersuchung der Bodenunruhe im Periodenbereich von 2 min - 1 h mit dem Askania - Bohrlochneigungsmesser. Dissertation, Technische Universität Clausthal.
- Henkel W. 1986 : Auflösungssteigerung in Umsetzerschaltungen. Elektronik, 2, 77-78, Franzis Verlag, München.
- Herbst K. 1976 : Interpretation von Neigungsmessungen im Periodenbereich oberhalb der Gezeiten. Dissertation, Technische Universität Clausthal.
- Heute U. 1979 : Programs for Digital Signal Processing. A Subroutine for Finite Wordlength FIR Filter Design, 5.4-1 ff, IEEE PRESS, J.Wiley, New York.
- Intersil : Applikation A017: Der integrierende A/D-Wandler. SE, München.
- Intersil : Applikation A018: Was man beim Einsatz von A/D-Wandlern tun und lassen sollte. SE, München.
- Jacoby H.D. 1966 : Das neue Bohrloch-Gezeitenpendel nach Graf. Askania-Warte, 67, 12-17.
- Jentzsch G. 1976 : Separation von Erdgezeitenwellen durch numerische Filterung und Regressionsanalyse. Dissertation, Technische Universität Clausthal.
- Joepgen H.J. 1978 : "Wobbel-PET" macht Vierpolrechnungen schmackhaft: Simulation des Betriebsverhaltens passiver Netzwerke, Sonderheft Nr.19, Hobby Computer, Franzis Verlag, München.
- Kääriäinen J. 1979 : Observing the Earth tides with a long water-tube tiltmeter. Publ. Finn. Geodet. Inst., 88.
- Kümpel H.J. 1983 : The possible use of tiltmeters in forecasting storm surges within the German Bay, North Sea. Proc. 9th Int. Symp. Earth Tides, New York 1981, 359-370.
- Müller. T. and W. Zürn 1983 : Observation of Gravity Changes During the Passage of Cold Fronts. Jour. Geophysics, 53, 155 - 162.
- Nyquist H. 1924 : Certain Factors Affecting Telegraph Speed. Bell Systems Journal, Vol. 3.
- Nyquist H. 1928 : Certain Topics in Telegraph Transmission Theorie. Trans. AIEE, 47, 617-644.
- Parks T.W. and J.H. McClellan 1971 : Chebychev Approximation of Non-recursive Digital Filters with Linear Phase, IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. ct-19.
- Piotrowski A. 1984 : IEC-Bus, Franzis Verlag, München.
- PREMA : Handbuch zum Digitalvoltmeter 5000, PREMA Präzisionselektronik und Messanlagen GmbH, Robert-Koch-Straße 10, D-6500 Mainz 42.
- Schleifer W.D. 1987 : Keine Angst vor Stufen, Grundlagen der Analog/Digital- und Digital/Analog Umsetzung, Teil 1, Elektronik, 7, 103-107, Franzis Verlag, München.
- Schüßler H.W. 1984 : Netzwerke, Signale und Systeme, Band 2, Theorie kontinuierlicher und diskreter Signale und Systeme, Springer Verlag, Hochschultext, Berlin.
- Shannon C.E. 1949 : Communication in Presence of Noise, Proceedings of the IRE.
- Stein J.M. 1986 : The Very-Broad-Band Seismograph, Dissertation, Harvard University, Cambridge, Massachusetts.
- Wenzel H.G. 1976 : Zur Genauigkeit von gravimetrischen Erdgezeitenbeobachtungen. Wiss. Arbeiten der Lehrstühle für Geodäsie, Photogrammetrie und Kartographie an der T.U. Hannover, 67.

- Wielandt E. and G. Streckeisen 1972 : The Leaf-Spring Seismometer: Design and Performance. Bull. Seism. Soc. Amer., Vol 72, No.6, 2349-2367.
- Wielandt E. and J.M. Stein 1986 : A digital very-broad-band seismograph. Annales Geophysicae, 4, B, 3, 227-232.
- W+W500sp 1985 : Bedienungsanleitung, W+W electronic AG Basel, CH-4142 Münchenstein 3.
- Zürn W. 1974 : Detectability of Small Harmonic Signals in Digitized Records. Jour. Geophys. Res. 79, 29, 4433 - 4438.
- Zschau J. 1974 : Lotschwankungsanomalien in Erdbebenzeiten - Registrierungen mit dem Askania - Bohrloch - Neigungsspendel nach A. Graf. Dissertation Universität Kiel.
- Zschau J. 1979 : Air pressure induced tilt in porous media. Proc. 8th Int. Symp. Earth Tides. 418-433, Bonn.

## BERLINER GEOWISSENSCHAFTLICHE ABHANDLUNGEN

Freie Universität Berlin – Technische Universität Berlin – Technische Fachhochschule Berlin

Noch erhältlich sind:

### Reihe B

- Heft 1/Joachim Steinbeck:** Modellseismische Untersuchungen von Rayleighwellen unter besonderer Berücksichtigung einer Deckschicht von variabler Mächtigkeit. 128 S., 58 Abb., 1965. DM 25,— (vergriffen).
- Heft 2/Peter Giese:** Versuche einer Gliederung der Erdkruste im nördlichen Alpenvorland, in den Ostalpen und in Teilen der Westalpen mit Hilfe charakteristischer Refraktions-Laufzeit-Kurven, sowie eine geologische Deutung. 218 S., 83 Abb., 1965. DM 40,—.
- Heft 3/Joachim Meyer:** Zur Modulation der erdmagnetischen Aktivität. 72 S., 26 Abb., 1973. DM 18,—.
- Heft 4/Kurt Bram:** Zum Aufbau der Kruste und des oberen Mantels im Bereich des westlichen Grabens des ostafrikanischen Grabensystems und im östlichen Zaire-Becken. Ergebnisse einer Untersuchung der Raumwellen von Nah-Erdbeben. 65 S., 32 Abb., 1975. DM 25,— (vergriffen).
- Heft 5/Detlef Damaske:** Der Weltzeitgang der erdmagnetischen Aktivität als magnetosphärischer Modulationseffekt. 75 S., 33 Abb., 1976. DM 20,—.
- Heft 6/Michael Leppin:** Modellversuche zur erdmagnetischen und magnetotellurischen Tiefenson-dierung mit Hilfe eines elektrolytischen Troges. 68 S., 39 Abb., 1977. DM 19,—.
- Heft 7/Hussein El-Ali:** Geothermische Modelle für ein Profil zwischen Südadria und Tyrrhenis. 51 S., 20 Abb., 1978. DM 18,—.
- Heft 8/Gerhard Schwarz:** Die elektrische Leitfähigkeit in der Toskana und ein daraus abgeleitetes geothermisches Modell – insbesondere für die Anomalie von Travale. 95 S., 52 Abb., 1 Tab., 1984. DM 29,—.
- Heft 9/Peter J. Wigger:** Die Krustenstruktur des Nordapennins und angrenzender Gebiete mit besonderer Berücksichtigung der geothermischen Anomalie der Toskana. 87 S., 69 Abb., 1984. DM 29,—.
- Heft 10/Mohammed Mehdi Mostaanpour:** Einheitliche Auswertung krustenseismischer Daten in Westeuropa. Darstellung von Krustenparametern und Laufzeitanomalien. 96 S., 21 Abb., 7 Tab., 1984. DM 45,—.
- Heft 11/Nikolaus Klever:** Stationäre Konvektion in porösen Medien – numerische Untersuchungen an unterschiedlichen Fragestellungen aus der Hydrothermik und der Schneemetamorphose. 114 S., 78 Abb., 7 Tab., 1984. DM 31,—.
- Heft 12/Horst Letz:** Seismizität in Irian Jaya (West-Neuguinea), Indonesien, und ihre tektonische Bedeutung. 108 S., 39 Abb., 12 Tab., 2 Karten, 1985. DM 44,—.
- Heft 13/Gerhard Jentzsch:** Auflastzeiten in Fennoskandien. 184 S., 77 Abb., 36 Tab., 1986. DM 66,—.
- Heft 14/Hans-Peter Plag:** A Regional Study of Norwegian Coastal Long-Period Sea-Level Variations and Their Causes. 175 S., 76 Abb., 57 Tab., 1988. DM 69,—.
- Heft 15/Günter Asch:** Die Registrierung langperiodischer Signale mit geophysikalischen Sensoren hoher Dynamik. 87 S., 81 Abb., 8 Tab., 1988. DM 52,—.
- Hefte 1–6:** Vormalis »Geophysikalische Abhandlungen« des Instituts für Geophysikalische Wissenschaften der FU Berlin.

VERLAG VON DIETRICH REIMER IN BERLIN

Berlin 45, Unter den Eichen 57