Grundlagen und Selbstbau geophysikalischer Meßinstrumente

Bernd Ulmann

12. Juni 2004

Für Rikka, meine Liebste, die mit Begeisterung Rasenkantensteine mitgeschleppt hat, wochen- und monatelang auf eine Gästetoilette verzichtet hat, da diese mit einem Seismometer und viel Elektronik gefüllt war, die mich erstaunlicherweise nie für vollkommen wahnsinnig erklärt hat und die sich mit mir über jedes gemessene Beben freut! ... und für meinen Kater Johnessy, der gerade auf meinem Schoß sitzt und sonst mit Begeisterung an den Kabeln zupft, die von meinem Basteltisch hängen, wenn es ihm gelingt, sich an mir vorbei in die Werkstatt zu drängeln.

Bedanken möchte ich mich an dieser Stelle bei Rikka Mitsam, von der Abbildung 7.1 gezeichnet wurde, die hier mit freundlicher Genehmigung verwendet wird, sowie bei Herrn P. Bormann vom GFZ Potsdam, dessen Aufnahme des chinesischen Seismoskops hier als Abbildung 2.1 ebenfalls mit freundlicher Genehmigung verwendet wird. Dank gebührt auch Mr. William Kaufmann für die Genehmigung, Abbildung 4.18 aus [40][S.11] übernehmen zu dürfen, sowie Herrn Joachim Wagner für die wunderschöne Aufnahme des Spiegelgalvanometers (aus der Sammlung des Autors), die in Abbildung 2.6 zu sehen ist.

Gesetzt wurde das vorliegende Buch mit LaTeX2e unter OpenVMS, die Zeichnungen, mit Ausnahme der Abbildung 7.1, wurden mit dem Tool `xfig` erstellt, das Bearbeiten und Konvertieren der Bilder geschah mit den Tools `xv` und `gimp` (unter OpenVMS beziehungsweise LINUX). Die vorgestellte Software wurde größtenteils gleichfalls unter OpenVMS beziehungsweise LINUX entwickelt, ist jedoch auch ohne (oder mit nur geringen) Änderungen unter anderen Systemen wie Windows, etc. verwendbar.

Die mit den hier vorgestellten Instrumenten gemessenen Seismogramme und Magnetogramme wurden teilweise mit Hilfe des Tools `gnuplot` oder für diesen Zweck entwickelter Software, wie dem in Kapitel 18.3.1 vorgestellten Programm `stk` und anderen visualisiert. Bis auf die zuvor genannten Ausnahmen stammen alle im folgenden zu findenden Abbildungen vom Autor.

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, daß solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutzgesetztgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften. Überdies sind alle vorgestellten Schaltungen und Instrumente ausschließlich für den nichtkommerziellen Einsatz gedacht, da sie keine Rücksicht auf eventuell bestehende Patente, etc. nehmen.

Darüberhinaus versteht sich das vorliegende Buch als Bastelbuch im hoffentlich besten Sinne, das vor allem zu eigenen Entwicklungen und Experimenten anregen möchte, so daß alle vorgestellten Schaltungen und mechanischen Konstruktionen in erster Linie als Vorschläge zu betrachten sind – nicht als endgültige oder gar perfekte Bauanleitungen. Entsprechend kann keinerlei Garantie für die Verfügbarkeit der eingesetzten Bauelemente oder mechanischen Konstruktionselemente übernommen werden – kann irgendeine Komponente nicht mehr bezogen werden, sollte dies keinesfalls abschrecken, sondern vielmehr Anregung für eigene Entwicklungen sein, die vielleicht weniger exotische Bausteine verwenden.

Inhaltsverzeichnis

1 Vorwort **1**

2 Geschichtliches **7**
2.1 Das chinesische Seismoskop 7
2.2 Frühe abendländische Vorstellungen 8
2.3 Das Erdbeben in Lissabon 1755 9
2.4 Die technische Entwicklung seit dem neunzehnten Jahrhundert 10

3 Die Entstehung seismischer Ereignisse **19**
3.1 Natürliche Ursachen 20
3.1.1 Tektonische Beben und Tiefbeben 20
3.1.2 Vulkanische Beben 24
3.1.3 Einsturzbeben und Impaktereignisse 24
3.1.4 Mikroseismik 25
3.2 Künstliche Ursachen 27
3.2.1 Industrie, Verkehr, etc. 27
3.2.2 Bergbau und Staubecken 28
3.2.3 (Nuklear-) Explosionen 28

4 Seismische Wellen **31**
4.1 Raumwellen 31
4.2 Oberflächenwellen 33
4.3 Fortpflanzungsgeschwindigkeiten seismischer Wellen 35
4.3.1 Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von P-Wellen . . 37
4.3.2 Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von S-Wellen . . 38
4.3.3 Beispiel 38
4.4 Reflexion und Refraktion 39
4.5 Wege seismischer Wellen durch die Erde 42

4.5.1 Der flüssige äußere und feste innere Erdkern 46
4.6 Die Erde als Tiefpaßfilter 49
4.7 Ortsbestimmung seismischer Ereignisse 50
4.8 Die Stärke von Erdbeben 55
4.8.1 Die Mercalli-Skala 55
4.8.2 Die Richter-Skala 57
4.8.3 Die Oberflächenwellenmagnitude 60
4.8.4 Die Raumwellenmagnitude 61
4.8.5 Allgemeine Magnitudengleichung 61
4.8.6 Das seismische Moment 62

5 Die Messung seismischer Wellen 65
5.1 Fourier-Synthese und -Analyse 66
5.1.1 Das Meßinstrument als Filter 69
5.1.1.1 Signalverfälschung am Beispiel einer Rechteckfunktion 70
5.2 Pendelseismometer 71
5.3 Federseismometer 74
5.4 Dämpfung 76
5.4.1 Passive Dämpfung 76
5.4.2 Aktive Dämpfung 77
5.5 Periode und Bandbreite 78
5.6 Strainmeter 80
5.7 Meßaufnehmer 81
5.7.1 Elektrodynamische Wandler 82
5.7.2 LVDTs 84
5.7.3 Kapazitive Aufnehmer 86
5.7.4 Optische Aufnehmer 88
5.7.5 Hallaufnehmer 89
5.7.6 Piezoelektrische Aufnehmer 91
5.7.7 MET-Transducer 91

6 Grundlagen der Analog-Digital-Wandlung und Datenerfassung 93
6.1 Aliasingeffekte und das Abtasttheorem 94
6.2 Filter 96
6.2.1 Sallen-Key-Filter 98
6.2.1.1 Dimensionierung 99
6.2.2 Switched-Capacitor-Filter 103
6.2.3 Elektrothermische Filter 106
6.3 Wahl der Abtastfrequenz 107

6.4 Wandlerprinzipien 109
6.4.1 Dual-Slope-Konverter 110
6.4.2 Sukzessive Approximation 111
6.4.3 Delta-Sigma-Wandler 114
6.4.4 Flash-Wandler 116
6.4.5 Sample-and-Hold-Stufen 117
6.5 Grundsätzlicher Aufbau eines AD-Wandlersystems 119

7 Ein einfaches Lehman-Seismometer 121
7.1 Funktionsprinzip 123
7.1.1 Die natürliche Periode von Vertikal- und Horizontalpendeln 123
7.1.2 Neigungsempfindlichkeit 125
7.2 Konstruktion 125
7.2.1 Grundplatte und Rahmen 125
7.2.2 Das Pendel 126
7.2.3 Die Dämpfung des Pendels 131
7.2.3.1 Wirbelstromdämpfung 131
7.2.3.2 Öldämpfung 132
7.2.4 Der induktive Aufnehmer 132
7.3 Aufstellung und Betrieb 135

8 Ein Verstärker für induktive Aufnehmer 137
8.1 Vorbetrachtungen 137
8.2 Die Schaltung 138
8.2.1 Die Eingangsstufe 139
8.2.2 Das Tiefpaßfilter 140
8.2.3 Der Hauptverstärker 140
8.2.4 Die Stromversorgung 142
8.2.5 Aufbau 142
8.2.6 Abgleich 144

9 Eine Stromversorgungseinheit 145
9.1 Vorbetrachtungen 145
9.2 Die Schaltung 145
9.3 Aufbau des Netzteiles 146

10 Ein einfaches Vertikalseismometer 149
10.1 Funktionsprinzip 150
10.2 Aufbau 150
10.3 Aufstellung und Betrieb 154

11 Ein Shackleford-Gundersen-Seismometer 155
11.1 Grundlagen 155
11.2 Konstruktion 158
11.2.1 Der Pendelrahmen mit Positionsaufnehmer 158
11.2.1.1 Das Pendel 160
11.2.1.2 Sender, Antennen und Vorverstärker 160
11.2.2 Die Eingangsverstärker und -filter 164
11.2.3 Die aktive Dämpfung des Pendels 167
11.2.3.1 Das Differenzierglied und der Leistungsverstärker 168
11.2.3.2 Der Kalibrationspulsgenerator 170
11.2.4 Signalaufbereitung 172
11.2.5 Die Stromversorgung 173
11.3 Aufbau 174
11.4 Aufstellung 177
11.5 Der Abgleich 178
11.5.1 Senderabgleich 178
11.5.2 Nullpunkteinstellung 179
11.5.3 Feedbackeinstellung 179
11.5.4 Verstärkereinstellung 180
11.6 Ausblick 180

12 Geophone 183
12.1 Funktionsprinzip 183
12.2 Die Dämpfung von Geophonen 184
12.3 Ein Dreiachsengeophon als Beispiel 185

13 Ein Drei-Kanal-Geophonverstärker 189
13.1 Vorbetrachtungen 189
13.2 Die Schaltung 190
13.2.1 Die Eingangsstufen 190
13.2.2 Der spannungsgesteuerte Abschwächer 192
13.2.3 Die Abschwächungssteuerung 192
13.2.4 Die Tiefpaßfilter 193
13.2.5 Die Ausgangsverstärker 195
13.2.6 Die Stromversorgung 196
13.3 Aufbau 196
13.4 Abgleich 196

14 Ein Geophonverstärker mit negativer Impedanz 199
14.1 Die Schaltung 199
14.2 Aufbau 201
14.3 Abgleich 201
14.3.1 Verstärker mit hohem Eingangswiderstand 201
14.3.2 Verstärker mit passiver oder aktiver Dämpfung . . . 201
14.4 Meßbeispiel 203

15 Das Erdmagnetfeld 205
15.1 Geschichtlicher Hintergrund 205
15.2 Ursachen, Einflüsse und Einheiten 207

16 Magnetometer 211
16.1 Magnetometerprinzipien 211
16.1.1 Protonenpräzessionsmagnetometer 212
16.1.2 Fluxgate-Magnetometer 213
16.2 Der Sensor FGM-3h 216
16.3 Ein FGM-3h-basiertes Magnetometer 216
16.3.1 Vorbetrachtungen 218
16.3.2 Die Schaltung 218
16.3.2.1 Eingangsstufe mit Zählern 218
16.3.2.2 Der Microcontroller 219
16.3.2.3 Das Bedienpanel 221
16.3.2.4 Startup-Logik 221
16.3.2.5 Die Stromversorgung 223
16.3.2.6 Der Sensor 224
16.3.3 Aufbau 226
16.3.3.1 Abgleich der Hardware 228
16.3.4 Das Steuerprogramm 229
16.3.4.1 MAGNETOMETER.ASM 232
16.4 Datenerfassung und Darstellung 237
16.5 Datenbeispiel 238
16.6 Abgleich 238

17 Ein Mehrkanal-A/D-Wandler 241
17.1 Die Blockschaltung 242
17.2 Die Schaltung 243
17.2.1 Die Stromversorgung 243
17.2.2 Das Bedienfeld 243
17.2.3 Die Eingangsfilter 244

17.2.4 Der Eingangsmultiplexer mit Signalaufbereitung . . . 246
17.2.5 Der A/D-Konverter . . . 247
17.2.6 Der Microcontroller . . . 250
17.3 Aufbau und Abgleich . . . 250
17.3.1 Aufbau . . . 250
17.3.2 Abgleich . . . 252
17.4 Das Steuerprogramm . . . 255
17.4.1 ADCONVERTER.ASM . . . 255
17.5 Datenerfassung . . . 260

18 Datenerfassung und -aufbereitung 265
18.1 Datenerfassung . . . 265
18.1.1 Fileformat . . . 265
18.2 Digitale Filter . . . 266
18.2.1 FFT-Filter . . . 267
18.2.1.1 Beispiel eines FFT-Filters . . . 269
18.2.2 FIR–Filter . . . 269
18.2.3 IIR-Filter . . . 271
18.3 Darstellung der Meßdaten . . . 272
18.3.1 Das *Seismic Toolkit* . . . 272
18.3.1.1 Systemvoraussetzungen . . . 273
18.3.1.2 Übersetzen von `stk` . . . 274
18.3.1.3 Die Bedienung des Programmes `stk` . . . 275
18.3.1.4 Die Konfiguration von `stk` . . . 279
18.4 Wie klingen seismische Ereignisse . . . 286
18.4.1 Aufbau und Struktur von WAV-Files . . . 286
18.4.2 Das Programm `quake2wav` . . . 287

19 Aufbau einer Meßstation 293
19.1 Aufstellung der Instrumente . . . 293
19.1.1 Ein Seismometergehäuse . . . 294
19.1.2 Die Aufstellung des Magnetometers . . . 296
19.2 Ortsauswahl . . . 297
19.3 Beispiel einer kleinen Meßstation . . . 298
19.4 Beispiel einer festen Meßstation . . . 298

20 Ausblick 303

A Kapazitiver Positionssensor mit AD598 305

B Bezugsquellen **307**
B.1 Quellen für Geophone 307
B.2 Seltenerdmagnete 308
B.3 FGM-x-Fluxgate-Sensoren 309
B.4 LVDTs 309
B.5 Gehäuse, Buchsen und Steckverbinder 309
B.6 Programme und Korrekturen 310

Kapitel 1

Vorwort

Das vorliegende Buch möchte in erster Linie zum Selbstbau geophysikalischer Meßinstrumente wie beispielsweise Seismometern und Magnetometern animieren. Warum gerade geophysikalische Meßgeräte? In erster Linie, weil es eines der am liebsten gepflegten Hobbies des Autors ist, der – vollkommen fachfremd – zum ersten Mal 1979 durch einen Artikel in der Zeitschrift „Spektrum der Wissenschaft“ (siehe [51]) mit der Idee konfrontiert wurde, ein Seismometer selbst zu bauen. Leider blieb dieser erste Versuch – nicht zuletzt aufgrund des damals jungen Alters von 9 Jahren – eher fruchtlos, da nicht nur keine Ständerbohrmaschine zur Verfügung stand, sondern auch keine Möglichkeiten, wirklich quantitative Messungen über einen längeren Zeitraum durchzuführen, vorhanden waren.

In der Zwischenzeit hat sich vieles geändert:

- Durch den rapiden Preisverfall von Personal-Computern können Langzeituntersuchungen mit selbstgebauten Meßinstrumenten ohne allzu großen finanziellen Aufwand unternommen werden. Bei Festplattenpreisen von wenigen hundert Euro für etliche 10GB Speicherplatz ist es auch möglich, wenn gewünscht, die Meßdaten ganzer Monate oder Jahre in ständigem Zugriff zu halten, so daß auch retrospektiv Untersuchungen angestellt werden können.

- Mittlerweile stehen sehr driftarme Operationsverstärker als integrierte Schaltungen zur Verfügung, mit deren Hilfe sehr einfach gleichspannungsgekoppelte Verstärker mit großen Verstärkungsfaktoren implementiert werden können, die früher nur unter großem Aufwand denkbar waren.

- Auch im Bereich der Filterbausteine hat sich viel getan, was dazu führt, daß beispielsweise ein Butterworth-Tiefpaßfilter nicht mehr eine halbe Europa-Platine mit diskreten Bauteilen und Operationsverstärkern mit allen hiermit einhergehenden Abgleichschwierigkeiten füllt, sondern in Form eines einzigen integrierten Bausteines, der nur wenig externe Beschaltung benötigt und Eckdaten aufweist, die selbstgebaute Filter nur mit größten Schwierigkeiten erreichen können, zur Verfügung steht.

- Der Autor hat mittlerweile eine gute Ständerbohrmaschine (neben anderen mehr oder minder brauchbaren Werkzeugen, die aber alle nicht zwingend notwendig für den Selbstbau eines Seismometers sind, wie die folgenden Abschnitte zeigen werden).

Warum also ein Buch über den Selbstbau von Seismometern, Magnetometern, Verstärkern, Analog-Digital-Wandlern für Seismometer, etc.? Die ausschlaggebende Anregung ereignete sich im Jahr 2001, als der Autor und seine Freundin im Rahmen eines USA-Aufenthaltes die Gelegenheit hatten, in Berkeley ein historisches Seismometer zu betrachten (nach einiger Zeit betrachtete die Freundin das Umfeld des Institutes für Geophysik, während der Autor noch lange in den Glaskasten starrte, um herauszufinden, wie das Instrument genau arbeitete).

Nach der Heimkehr und anschließendem Stöbern im Internet stellte sich heraus, daß sich eine Vielzahl von Informationen rund um professionelle Seismometer und Amateurinstrumente findet, der Selbstbau aber trotz aller Information (oder gerade deswegen?) mit einer Reihe von Hürden verbunden ist, die dazu führten, daß aus einem anfänglichen „Wochenendprojekt“ ein dreijähriger Bastel- und Meßmarathon wurde.

Nachdem nun einige selbst gebaute Seismometer mehr oder minder (die ersten mehr minder) gut ihren Dienst versehen, kam die Idee auf, ein kleines Buch zu verfassen, das neben einer Einführung in die Grundlagen der Seismometrie eine Reihe erprobter Bauanleitungen enthält, um einen erfolgreichen Einstieg in die Materie zu ermöglichen.

Was ist der Reiz an selbstgebauten Seismometern? Zum einen steht hinter einem Projekt, wie dem Bau eines solchen Präzisionsinstrumentes zunächst die Freude am Bau selbst, die jedoch um ein Vielfaches übertroffen wird von der Begeisterung, wenn das erste Fernbeben eindeutig nachgewiesen werden kann (urspünglich sollte das vorliegende Buch den Untertitel „Spaß mit Erdbeben“ tragen, was jedoch fallen gelassen wurde, da diese Freude vermutlich nur diejenigen nachvollziehen können, die nicht in einem erdbebengefährdeten Gebiet leben).

Zum anderen verlangt der Selbstbau von Seismometern eine Beschäftigung mit einer Vielzahl von Gebieten, die teilweise weitab von den eigentlichen Gefilden der Geophysik liegen. So erfordert der Bau des Instrumentes an sich zunächst vergleichsweise genaue Vorüberlegungen hinsichtlich der Dimensionierung und Auslegung einzelner Instrumententeile, wozu Betrachtungen über die Eigenschaften von Wellen im allgemeinen und die Zusammensetzung komplexer Wellenformen aus einfachen Grundstrukturen (Fouriersynthese) nötig sind. Im Anschluß hieran stehen Überlegungen, in welcher Form die Ausführung des Meßinstrumentes die Abbildung der gemessenen Ereignisse beeinflußt, da das Seismometer an sich bereits als Filter wirkt, etc.

Ist das eigentliche Instrument fertig gebaut und hat idealerweise einen stillen, abgeschlossenen und ungestörten Platz in einem Kellerraum, einer Garage oder ähnlichem gefunden, geht es weiter mit der Konstruktion eines geeigneten Meßverstärkers, um die teilweise minimalen Signale, die von den größtenteils sehr weit entfernten seismischen Ereignissen erzeugt werden, auf ein Maß zu verstärken, daß mit ihnen beispielsweise ein Schreiber oder ähnliche Ausgabegeräte angesteuert werden können. Hierzu ist ein Ausflug in die Technik von Operationsverstärkern und Zerhackerverstärkern nötig. Auch müssen entsprechende Filterschaltungen entwickelt werden, um das winzige Meßsignal von der Vielzahl eingekoppelter Störsignale wirksam trennen zu können. Überdies hängen alle Überlegungen in diesem Bereich in großem Maße von der Art des konstruierten Seismometers ab, so daß sie nicht losgelöst von den vorangegangenen Punkten betrachtet werden können.

Nach einiger Zeit des Experimentierens mit dem Instrument, wobei beispielsweise ein Speicheroszilloskop oder ein gebrauchter x-t-Schreiber (die mitunter zum Beispiel bei Internetauktionshäusern ausgesprochen preiswert erworben werden und gerade in der Anfangszeit und während der Entwicklung neuer Seismometer ausgesprochen gute Dienste leisten können) zum Einsatz kommen, stellt sich die Frage, wie die Messungen unter Einbeziehung eines Computersystems (normalerweise vermutlich eines Personal-Computers) automatisiert werden können, so daß nun entweder (unsportlicherweise) auf eine kommerziell erhältliche Analog-Digital-Wandler-Karte zurückgegriffen werden oder ein entsprechendes Wandlersystem selbst entwickelt und implementiert werden muß.

Ist auch diese Hürde genommen, stellt sich die Frage, was mit den sich in erschreckender Geschwindigkeit auf den Platten des Meßwertaufnahmesystems ansammelnden Datenmengen weiterhin geschehen soll. Bereits nach wenigen Tagen dürften die meisten Seismometerbegeisterten alle Versuche aufgeben, jeden Morgen etliche Megabyte an Daten mit Hilfe

von Tools wie `gnuplot` oder anderen nach interessanten Ereignissen zu durchforsten. Es müssen also Mechanismen zu einer automatischen Datenaufbereitung entwickelt werden – überdies stellt sich mitunter die Frage, wie man nachträglich aus den Daten eines Seismometers Störsignale herausfiltern kann, die beispielsweise auf externe natürliche oder menschliche Quellen zurückzuführen sind[1].

Der Selbstbau geophysikalischer Meßinstrument (wie beispielsweise Seismometer und Magnetometer) ist also ein ausgesprochen interessantes Unterfangen, das eine Vielzahl von Ausflügen in teilweise auf den ersten Blick eher weit entfernte Gebiete anderer Wissenschaften erfordert. Insofern ist es sicherlich nichts, was als Wochenendprojekt betrachtet werden kann (was, wie bereits erwähnt, auch der Autor feststellen mußte), es ist auch kein Projekt, das sich erfolgreich durchführen läßt, wenn man nicht Freude sowohl an ausgesprochen handwerklichen Tätigkeiten (dem Bohren von Stein- und Stahlplatten, dem Schneiden von Gewinden, dem Bau von Schutzkästen aus Holzplatten, etc.) als auch an elektronischen Basteleien hat.

Wunderschön bringt das folgende Zitat von Limann aus einer Ausgabe der Zeitschrift *Funkschau* aus dem Jahre 1959 den Sinn des Selbstbaus auf den Punkt: *„Der Hauptwert beim Selbstbau eines Gerätes... liegt also auf ideellem Gebiet. Das Bauen ist ein gesundes Gegenmittel gegen die Zeittendenz, nur durch Zuhören und Zuschauen am Leben teilzunehmen. die eigene Betätigung gibt Selbstvertrauen und Fortbildungsmöglichkeiten. Darum unser Rat: Selbst denken und selbst bauen, auch wenn es zunächst Mühe und Kosten verursacht!“*

Der Aufbau des vorliegenden Buches gestaltet sich wie folgt:

- Zunächst folgen einige Betrachtungen zur geschichtlichen Entwicklung der Seismologie an sich (Kapitel 2), die von

- einem Abschnitt über die Entstehung seismischer Ereignisse gefolgt werden (Kapitel 3).

- Hieran schließt sich ein Kapitel an, in welchem die grundlegenden Eigenschaften seismischer Wellen betrachtet werden, soweit sie für den Selbstbau von Seismometern und das Verständnis der gemessenen Signale erforderlich sind (Kapitel 4).

[1] Beispielsweise kämpfte der Autor verhältnismäßig lange Zeit mit dem Problem, Artefakte aus den Daten eines Lehman-Seismometers nachträglich zu entfernen, die bedauerlicherweise vom Betrieb einer in nicht allzu großer Entfernung befindlichen Zentralheizung herrührten.

- Der nächste große Abschnitt befaßt sich mit den gebräuchlichsten Techniken zur Messung seismischer Wellen, wobei zunächst einige mathematische Grundlagen vorbereitet werden, um eine Reihe prinzipieller Eigenarten und Beschränkungen derartiger Meßgeräte darlegen zu können (Kapitel 5).

- Als nächstes werden kurz die wichtigsten Grundlagen der Wandlung analoger Signale in digitale Werte sowie der Datenerfassung behandelt (Kapitel 6), um endlich

- das erste Selbstbauinstrument beschreiben zu können: Ein einfaches Lehman-Seismometer, das sich einerseits durch leichte Nachbaubarkeit, andererseits durch eine hinreichend hohe Empfindlichkeit auszeichnet, um auch teleseismische, d.h. sehr weit entfernte, Ereignisse erfassen zu können (Kapitel 7).

- Der nächste Abschnitt ist der Konstruktion und Implementation eines geeigneten Verstärkers gewidmet, um die Signale des Lehman-Seismometers beispielsweise mit Hilfe eines Schreibers darstellen zu können (Kapitel 8).

- Im Anschluß hieran wird ein einfaches Netzteil zum Betrieb einer ganzen Reihe von Verstärkern beschrieben, das sich in der Praxis sehr bewährt hat (Abschnitt 9).

- Kapitel 10 beschreibt sodann die Konstruktion eines einfachen Vertikalseismometers mit passiver Dämpfung, das – wie bereits das Lehman-Seismometer – mit dem zuvor dargestellten Verstärker betrieben werden kann.

- Nach diesem ersten Instrument schließt sich der Bau eines deutlich komplexeren Seismometers an, das sich vor allem durch eine elektronische Kraftrückführung auszeichnet (Kapitel 11).

- Die hierauf folgenden Abschnitte (Kapitel 12ff.) befassen sich mit kommerziell erhältlichen Geräten, die unter der Bezeichung *Geophone* bekannt sind und meist im Zusammenhang entweder künstlich erzeugter seismischer Ereignisse im Rahmen von Ölexplorationen o.ä. eingesetzt oder aber für die Messung lokaler natürlicher Ereignisse verwendet werden können. Diese Abschnitte beinhalten auch die Konstruktion eines Mehrkanalverstärkers für 3-Achsen-Geophonsysteme (Kapitel 13) sowie eines Spezialverstärkers mit negativer Eingangsimpedanz (Kapitel 14).

- Die beiden folgenden Kapitel 15 und 16 führen in die Entstehung des Erdmagnetfeldes sowie äußere Störeinflüsse ein, um im Anschluß hieran Techniken zur Messung der Variationen des Erdmagnetfeldes zu beschreiben, die in der Bauanleitung eines microcontrollergesteuerten Fluxgate-Magnetometers münden, dessen Auflösungsvermögen durchaus vergleichbar mit kommerziellen Geräten ist.

- Kapitel 17 beschreibt ein verhältnismäßig einfaches, aber dennoch sehr leistungsfähiges Analog-Digital-Wandlersystem, das über eine serielle Schnittstelle an fast jeden Computer angeschlossen werden kann und eine einfache Meßwerterfassung von bis zu acht Kanälen erlaubt.

- Einige grundlegende Techniken zur Datenaufbereitung und Filterung nach Übernahme der Meßdaten in ein Computersystem beschreibt Kapitel 18.

- Den Abschluß des vorliegenden Buches bildet Kapitel 19, in welchem der Aufbau einer seismischen Meßstation beschrieben wird, wie sie beispielsweise in einem Keller oder einer Gartenhütte angelegt werden kann.

- In den Anhängen finden sich Bezugsquellenvorschläge, wobei im allgemeinen alle verwendeten Bausteine im gutsortierten Elektronikhandel erhältlich sein sollten.

Die grundlegenden Abschnitte umfassen die Kapitel 3 bis Kapitel 6 sowie Abschnitt 15 – sie sind für die nachfolgenden Bauanleitungen und -vorschläge Voraussetzung. Alle weiteren Kapitel können im Grunde ohne feste Reihenfolge gelesen werden.

Kapitel 2

Geschichtliches

Die folgenden Abschnitte versuchen, zumindest einen kurzen Abriß über den geschichtlichen Hintergrund der Seismologie und hiermit auch über eine Reihe historischer Instrumente zur Messung von Bodenbewegungen zu geben.

2.1 Das chinesische Seismoskop

Das vermutlich erste Gerät zur Messung von Erdbewegungen, wie sie bei Erdbeben auftreten, stellt vermutlich das sogenannte chinesische *Seismoskop* des chinesischen Gelehrten Tschian-Hen dar, welches auf das Jahr 132 v. Christus zurückdatiert werden kann. Eine Nachbildung dieses Instrumentes ist in Abbildung 2.1 zu sehen[1] – im Grunde genommen handelt es sich um ein großes Gefäß, an dessen Außenseite in regelmäßigen Abständen acht stilisierte Drachen angebracht sind, in deren Maul jeweils eine tönerne Kugel in einem sehr labilen Zustand liegt.

Würde das Gefäß einer Erschütterung ausgesetzt, so die Idee, welche hinter dem Instrument stand, würden die Kugeln mit Hilfe eines im Inneren des Gefäßes verborgenen Mechanismus, der vermutlich aus einem umgekehrten Pendel (einem sogenannten *invertierten Pendel*) bestand, über acht Hebel bei Auslenkung dieses Pendels durch eine Bodenbewegung freigegeben, so daß sie in die darunterliegenden Froschmäuler fielen.

Neben einer Nachweismöglichkeit für Erdbewegungen sollte durch diese Vorrichtung auch ein Rückschluß auf die Richtung, aus der die Erschütterung einlief, möglich sein. Je nach Vorzeichen der Welle, durch welche

[1] Nach [15].



Abbildung 2.1: Das chinesische Seismoskop (Nachbildung, Photo: P. Bormann, GFZ Potsdam, mit freundlicher Genehmigung)

die Freigabe einer Kugel ausgelöst wurde, bestand bei diesem Instrument allerdings mindestens eine Winkelunsicherheit von π (siehe zum Beispiel [39][S.271f.]).

Nach diesem frühen Interesse an Erdbewegungen und ihrer Messung verstrichen viele hundert Jahre, bevor das Problem der Messung von Erdbewegungen im Westen mit wissenschaflicheren Voraussetzungen überhaupt ernsthaft angegangen wurde.

2.2 Frühe abendländische Vorstellungen

Vor der Zeit Aristoteles herrschte eine Vielzahl aus heutiger Sicht eher amüsanter Vorstellungen über die Ursachen von Erdbeben – so vermutete

man beispielsweise, daß unvorstellbar große Spinnen, Schlangen und andere Tiere unter der Erde lebten und durch ihre Bewegungen Erdbeben hervorriefen.

Einer der ersten, der überliefertermaßen versuchte, eine wissenschaftliche Erklärung für die Ursachen von Erdbeben zu entwickeln, war Aristoteles[2], der mutmaßte, daß ein inneres Feuer der Erde, das in ihr wüte, für die an der Oberfläche spürbaren Bewegungen verantwortlich sei, indem es sich im Erdinneren Bahn bräche und dabei im Wege stehendes Gestein zusammenbrechen ließe (siehe [7][S.4f.]).

Nach [7][S.5] war Aristoteles der erste, der eine Einteilung der beobachteten Erdbeben in zwei Klassen versuchte: Solche, durch welche die Gegenstände an der Erdoberfläche in senkrechter, und solche, durch die Gegenstände in horizontaler Richtung bewegt werden, d.h. er war der erste, der eine Aufgliederung seismischer Wellen in eine Horizontal- und eine Vertikalkomponente vorschlug.

2.3 Das Erdbeben in Lissabon 1755

Die wissenschaftlich begründete Beobachtung von Erdbewegungen nahm ihren Anfang jedoch im Grunde genommen erst mit dem verheerenden Erdbeben, das im Jahre 1755 die Gegend um Lissabon heimsuchte und in dessen Verlauf nicht nur ein Großteil der damaligen Weltstadt Lissabon vollkommen zerstört wurde, sondern das auch 30000 bis 70000 (die Angaben schwanken stark) Menschen das Leben kostete[3].

Seinen literarischen Niederschlag fand das Beben von Lissabon beispielsweise in Goethes „Dichtung und Wahrheit“, aber auch (und vielleicht vor allem) in Voltaires „Candide“ (siehe [50][S.29f.]):

„Kaum aber hatten sie – während sie noch den Tod ihres Wohltäters beklagten – die Stadt erreicht, als die Erde unter ihren Füßen erbebte. Brausend und zischend wälzten sich die Wogen des Meeres in den Hafen, und die Schiffe, die dort vor Anker lagen, zerschellten. Flammenströme und Aschenregen wirbelten über Straßen und Plätze; Häuser stürzten ein,

[2] 384 v. Chr. Stageira bis 322 v. Chr. Chalkis/Euboin, Schüler Platons, Lehrer Alexanders des Großen.

[3] Anzumerken ist an dieser Stelle jedoch, daß mitunter auch solche Katastrophen ihre guten Seiten haben – das genannte Erdbeben wurde allgemein als Strafe Gottes angesehen und führte in der Folge zu einer spürbaren Zurückdrängung der Inquisition durch den offensichtlich nicht nur einflußreichen sondern darüberhinaus auch sehr couragierten Minister Pombal. Beigetragen zu dieser Betrachtungsweise hat sicherlich die Tatsache, daß sich das Erdbeben zu einem Zeitpunkt ereignete, zu welchem sich ein Großteil der Lissaboner Bevölkerung in den Kirchen der Stadt befand.

Dächer fielen auf die Fundamente, und die Fundamente barsten. Dreißigtausend Menschen jeden Alters und Geschlechts lagen zermalmt unter den Trümmern.“[4]

Eine schöne, ausführliche Betrachtung über die religiösen, literarischen und zaghaften naturwissenschaftlichen Darstellungs- und Deutungsversuche des Erdbebens von Lissabon in der Folgezeit findet sich beispielsweise in [9].

In der Folge dieses Ereignisses begannen zunächst vorsichtige Versuche, organisierte Beobachtungen seismischer Ereignisse durchzuführen, welche im Verlauf der folgenden ca. 100 Jahre durch weitere verheerende Erdbeben neuen Rückhalt gewannen (beispielsweise das Beben, das 1783 in Calabrien weit über 30000 Menschen das Leben kostete).

Diese Bestrebungen wurden nicht zuletzt grundlegend dadurch gefördert, daß in diesen Zeitraum auch die Entwicklung der Grundlagen der Mechanik und der Ausbreitung von Wellen durch Sir Isaac Newton fiel. Mit diesen Hilfsmitteln wurde es im folgenden 19. Jahrhundert erstmals möglich, Erdbeben mit Wellen, die durch das Gestein laufen, in Zusammenhang zu bringen und somit die Grundlage für die moderne Seismologie zu schaffen[5].

2.4 Die technische Entwicklung seit dem neunzehnten Jahrhundert

Eine sehr lesenswerte Arbeit zu den Instrumenten des neunzehnten Jahrhunderts liegt mit [11] vor, der auch die folgenden Abschnitte in groben Zügen folgen.

Mit den stetig verbesserten Kommunikationsmöglichkeiten (durch kommerziell ausgebaute Schiffahrtsrouten, etc.) wurde es im Verlauf des 19. Jahrhunderts möglich, Beobachtungsdaten aus verschiedenen Regionen einander zuzuordnen, was beispielsweise dazu führte, daß Zusammenhänge zwischen Erdbeben und der Änderung von Küstenlinien erkannt wurden[6].

[4] Neben den unermeßlichen Verlusten an Leben und Sachwerten brachte dieses historische Beben einen Wandel in der Geisteshaltung des Westens mit sich, da es nicht mit der Leibnizschen Idee (siehe [22]) der „besten aller möglichen Welten“ in Einklang zu bringen war, wie an obigem Zitat aus Voltaires „Candide“ gut zu erkennen ist.

[5] Bemerkenswert ist sicherlich, daß sich auch heute noch eine Reihe von Verfechtern übernatürlicher Ursachen für Erdbeben finden lassen – beispielsweise stellen die „Zeugen Jehovas“ in einer Ausgabe ihrer Zeitschrift „Der Wachtturm“ die Behauptung auf, daß die Häufigkeit schwerer Erdbeben in den letzten Jahrzehnten dramatisch zugenommen habe und mehr oder minder als Strafe oder zumindest drohender Fingerzeig Gottes zu sehen sei!

[6] An dieser Stelle muß jedoch bemerkt werden, daß zusammenhängende Aufzeichnung-

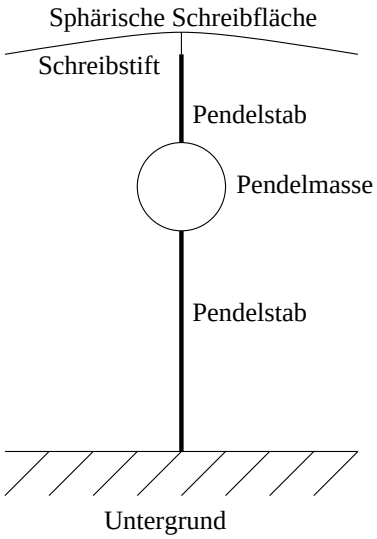


Abbildung 2.2: Das invertierte Pendel von James Forbes

Im Jahre 1844 entwickelte der Engländer James Forbes[7] ein Seismometer, das auf einem invertierten Pendel beruhte und stark vereinfacht in Abbildung 2.2 dargestellt ist. Zentrales Element ist ein quasi auf dem Kopf stehendes Pendel, das aus einem Pendelstab besteht, auf dem eine in vertikaler Richtung verschiebbare Pendelmasse angebracht ist. Solche Pendel sind im allgemeinen ausgesprochen empfindlich, was Bewegungen der Pendelmontierung betrifft, da bereits kleinste Bewegungen zu großen Ausschlägen der oberen Pendelspitze führen.

Um ein solches Pendel vom Umfallen abzuhalten, muß es von außen stabilisiert werden. Im Falle von Forbes' Pendel geschah dies durch einen steifen Stahldraht, auf dem der eigentliche Pendelstab montiert war. Die Steifigkeit des Drahtes bewirkte eine Rückführungskraft auf das Pendel, so daß dieses zwar um seine Ruhelage herumschwingen konnte, jedoch von einem vollständigen Umfallen abgehalten wurde[8].

Am oberen Ende dieses invertierten Pendels war eine Schreibspitze angebracht, die auf einer sphärischen, über dem Pendel montierten Schreibfläche die Bewegungen des Pendels markierte. Trotz der zum Teil großen eingesetzten Pendellängen von bis zu 3 Metern, waren die mit diesen Instrumenten erzielten Meßergebnisse nicht ermutigend. Das System stellte

en, die zudem auch miteinander in Beziehung gesetzt werden konnten, in China bereits seit ca. 780 v. Christus durchgeführt wurden – diese Aufzeichnungen sind derart exakt, daß es anhand hiervon möglich ist, verhältnismäßig genau die beschriebenen Erdebeben bezüglich ihrer Stärke und ihrer Herde nachträglich zu bestimmen (siehe [7][S.2]).

[7] James Forbes: 1809 – 1868

[8] Ein schönes Exemplar dieses Instrumententyps, das bis auf die leider fehlende umgebende Glasglocke vollständig erhalten ist, findet sich in Edinburgh, in Sammlung naturwissenschaftlicher Instrumente des Royal Scottish Museum.

sich als zu unempfindlich heraus und ließ – bedingt durch die fest montierte sphärische Schreibfläche – jede Möglichkeit vermissen, den eigentlich interessierenden zeitlichen Verlauf eines Erdbebens zu protokollieren.

In der zweiten Hälfte des neunzehnten Jahrhunderts wurden auch eine Reihe grundlegender Experimente zum allgemeinen Verständnis der sich bei Erdbeben abspielenden Mechanismen durchgeführt, d.h. neben reinen Beobachtungen wurde versucht, beispielsweise durch das Zünden von Sprengladungen gezielt Effekte hervorzurufen, welche denen natürlicher Erdbeben zumindest ähnlich sind, um auf diese Weise Einblicke in die Ausbreitungseigenschaften seismischer Wellen zu gewinnen.

In diesem Zusammenhang ist an erster Stelle der Name des Ingenieurs Robert Mallet[9] zu nennen, der als erster die Ausbreitungsgeschwindigkeit seismischer Wellen experimentell bestimmte. Hierzu betrachtete er durch ein Mikroskop das Bild eines Fadenkreuzes, das mit Hilfe eines Projektors auf eine Quecksilberoberfläche geworfen wurde. Die Abbildung dieses Fadenkreuzes wurde bereits durch geringste Bodenbewegungen, die sich auf die Quecksilberoberfläche übertrugen, verschoben oder verschleiert, was zumindest Rückschlüsse auf den Zeitpunkt des Eintreffens seismischer Wellen zuließ.

Durch die Messung der Zeitdauer zwischen der Zündung einer Sprengladung in einiger Entfernung vom Meßort und der Bewegung des auf die Quecksilberoberfläche projizierten Fadenkreuzes gelang ihm eine erste Bestimmung von Laufzeiten seismischer Wellen[10].

Der erste automatisch arbeitende, elektromagnetische Seismograph wurde im ausgehenden 19. Jahrhundert von Luigi Palmieri[11] in Italien entwickelt – sein Einsatzgebiet war die Beobachtung von Erscheinungen im näheren Umfeld des Vesuvs. Abbildung 2.3 zeigt das diesem Instrument zugrundeliegende Funktionsprinzip – wesentliches Element war ein Seismoskop, das aus einer quecksilbergefüllten Schale bestand, über welcher ein an einer Feder montierter Kontakt schwebte. Beim Eintreffen seismischer Wellen berührte dieser Kontakt die Quecksilberoberfläche, was zum Stoppen von Zeitmeß- beziehungsweise auch zum Starten entsprechender Aufzeichnungsvorrichtungen ausgenutzt werden konnte. Im Wesentlichen handelte es sich also um eine Ansammlung verschiedener Seismoskope, mit deren Hilfe bestimmte Ereignisse ausgelöst werden konnten – eingesetzt wurde diese Anordnung bis zum Ende des neunzehnten Jahrhunderts, als technische Lösungen für die Entwicklung kontinuierlich aufzeichnender Instrumente gefunden wurden.

[9] Robert Mallet: 1820 – 1881

[10] Siehe z.B. [39][S.272f.].

[11] Luigi Palmieri: 1807 – 1896

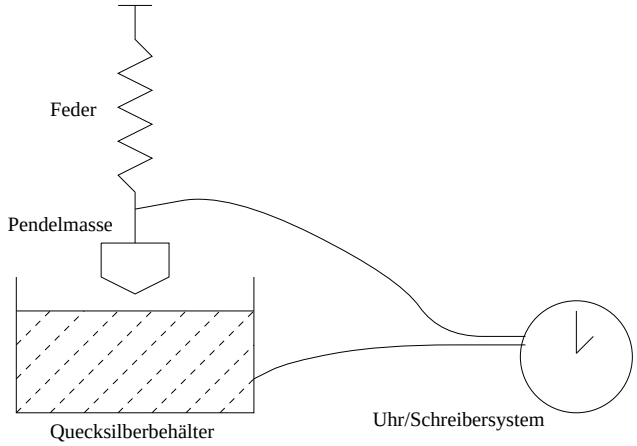


Abbildung 2.3: Das Seismoskop von Luigi Palmieri

In die Zeit um 1860 fallen die Untersuchungen von P.G.M. Cavalleri zu den Frequenzen seismischer Signale, die er mit Hilfe von Pendeln verschiedener Eigenfrequenz (siehe Abschnitt 5.2) untersuchte, die in der Art eines Focaultschen Pendels in feinen Sand schrieben, was leider auch keine genaue oder direkte zeitliche Zuordnung der Pendelausschläge zuließ.

1869 beschrieb Zöllner die in Abbildung 2.4 dargestellte Montierung eines Horizontalpendels zur Konstruktion von Seismometern. Zentrales Element ist hier ein in einer um nur wenige Grad aus der Horizontalen geneigten Ebene schwingendes Pendel, mit dessen Hilfe (siehe Abschnitt 7.1.1) verhältnismäßig leicht große Eigenperioden des Pendels und damit auch eine große Empfindlichkeit für niederfrequente Bodenbewegungen erreicht werden kann. Weite Verbreitung fand dieser Pendel- und Montierungstyp in den Jahren nach 1880. Die erste Aufzeichnung eines Erdbebens mit Hilfe eines solchen Horizontalpendels gelang Sir James Alfred Ewing[12] im Jahre 1880.

Im Jahre 1875 wurde der erste wirklich halbwegs brauchbare, wenn auch verhältnismäßig unempfindliche Seismograph von Cecchi entwickelt, der aus zwei senkrecht zueinander stehenden Pendeln für die Detektion horizontaler Schwingungen, einer an einer Feder senkrecht schwingenden Masse zur Messung vertikaler Schwingungen sowie aus einer Einrichtung zur Erfassung von Rotationsbewegungen bestand. Diese letztgenannte Einrichtung beruhte im wesentlichen auf einem Torsionspendel, auf dessen Masse mit Hilfe zusätzlicher Federn eine Rückstellkraft ausgeübt wurde. Verwendet wurde zusätzlich ein Seismoskop wie das Palmieris, mit dessen Hilfe die Aufzeichnung der Ereignisse gestartet wurde. Maximal konnten 20 Sekunden lang Daten erfasst werden, wobei die Schreibgeschwindigkeit $1\frac{cm}{s}$ betrug.

[12]Sir James Alfred Ewing: 1855 – 1935

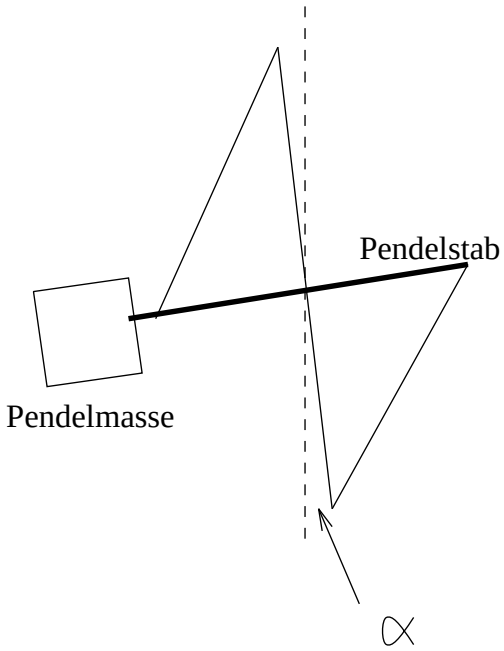


Abbildung 2.4: Die Zöllneraufhängung

Die ersten wirklich einflußreichen Instrumente wurden in der Zeit nach 1880 von einer Gruppe britischer Wissenschaftler um John Milne[13] entwickelt, die in Japan lebten und forschten. 1882 begann Milne sich für die Verschiebung verschiedener Bodenmarken gegeneinander zu interessieren, wie sie seiner Meinung nach während des Durchganges seismischer Wellen unvermeidbar waren.

Abbildung 2.5 zeigt das Prinzip des von ihm entwickelten Instrumentes, bei dem es sich nach heutiger Bezeichnung um ein sogenanntes *Strainmeter* handelt: Fest mit dem Untergrund verbunden sind zwei senkrecht stehende Träger, an denen jeweils ein horizontaler Ausleger befestigt ist. Diese Ausleger überlappen sich an einer Stelle zwischen den beiden Trägern, ohne sich jedoch zu berühren. An dieser Stelle führen sie einen Schreibstift zwischen einander, mit dessen Hilfe die relative Bewegung der beiden Träger zueinander beispielsweise auf einer rotierenden, berußten Trommel aufgezeichnet werden können.

Im Jahre 1889 gelang Rebeur-Paschwitz, der ein Horizontalpendel mit photographischer Aufzeichnung verwendete, die erste Aufzeichnung eines teleseismischen Ereignisses. Hierbei wurde ein gebündelter Lichtstrahl mit Hilfe eines an der frei schwingenden Pendelspitze montierten Spiegels auf eine (langsam) rotierende, lichtempfindlich beschichtete Trommel abgelenkt. Das eingesetzte Pendel besaß (nach [11]) eine Länge von nur 10cm, eine Pendelmasse von 42g und eine Eigenperiode von 12 bis 17 Sekunden. Die

[13] John Milne: 1850 – 1913

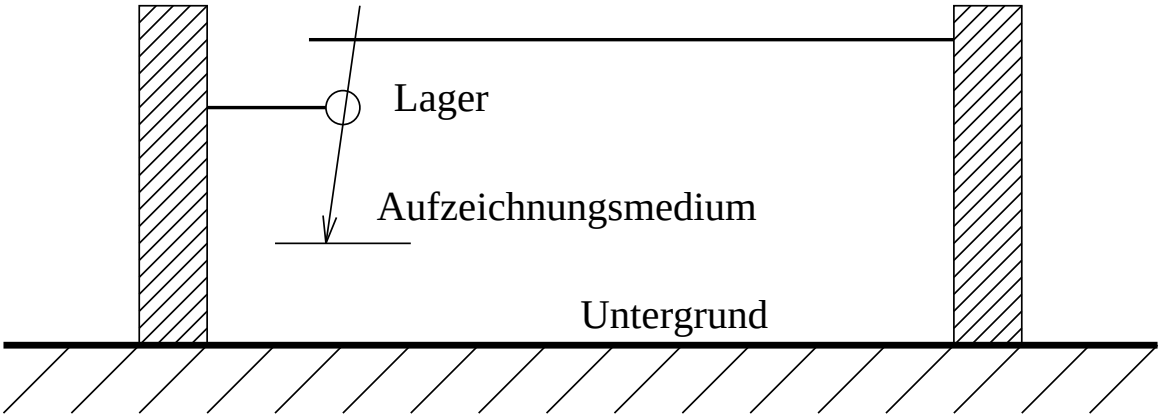


Abbildung 2.5: Messung der Verschiebung von Bodenmarken gegeneinander nach Milne

Trommel rotierte mit einer Geschwindigkeit von 11mm pro Stunde und verfügte über eine automatische Vorrichtung zum Schreiben von Zeitmarken. Der Gesamtaufbau besaß eine ca. 100-fache Vergrößerung.

1898 führte Wiechert die viskose Dämpfung in Seismometern ein – auslösend für diese Entwicklung war die Tatsache, daß nur schwach (beispielsweise durch Reibung im Pendellager) gedämpfte Pendel nach einmaliger Auslenkung durch eine Bodenbewegung naturgemäß lange nachschwingen und dadurch Signalanteile vortäuschen, die nicht dem eigentlichen Anregungsereignis entsprechen. Ein Pendel, das als ruhender Punkt für die Messung von Bodenbewegungen dienen soll, sollte nicht durch die zu messenden Ereignisse zu Eigenschwingungen angeregt werden, die nicht von wirklichen Bodenbewegungen unterschieden werden können.

Bis 1898 wurden (abgesehen von unvermeidlichen Reibungseffekten) größtenteils ungedämpfte Seismometer verwendet, wie folgendes Zitat von Sir James Alfred Ewing (nach [11]) zeigt: *„When registering on a continously moving plate, a well-constructed and well-adjusted seismograph should make one complete oscillation in about 5 seconds, and its decrement of amplitude should not exceed about 1mm per oscillation.“* Wie man sieht, wurde den Parametern der damals eingesetzten Instrumenten keine allzu große Bedeutung zugemessen.

Der von Wiechert in Göttingen konstruierte Seismograph beruhte auf einem invertierten Pendel – ähnlich dem von Forbes verwendeten Instrument – mit einer Pendelmasse von 1000kg, dessen Bewegungen durch zwei senkrecht zueinander angeordnete Zylinder, in denen Kolben liefen, die Luft in den Zylindern verdrängten oder einströmen ließen, viskos gedämpft wurden.

1914 führte der russische Adlige Boris Borisovitch Galitzin[14] (mitunter auch Golitzin geschrieben) den induktiven Signalwandler in die Seismome-

[14]Boris Borisovitch Galitzin: 1862 – 1916

trie ein. An der frei schwingenden Spitze des Seismometerpendels befestigte er eine Spule, die bei Auslenkung des Pendels die Feldlinien eines auf der Grundplatte des Instrumentes montierten Permanentmagneten schnitt, wodurch in ihr, dem Induktionsgesetz entsprechend, eine der relativen Geschwindigkeit der Pendelspitze in Bezug auf die Position des Magneten proportionale Spannung induziert wird (dieses Prinzip findet u.a. auch in dem in Abschnitt 7 beschriebenen Instrument Anwendung).

Das solchermaßen erzeugte Meßsignal lenkte in Galitzins Instrument den Spiegel eines Spiegelgalvanometers[15] aus, der einen gebündelten Lichtstrahl auslenkte, welcher nach einiger Entfernung (woraus ein weiterer Verstärkungsfaktor resultiert) auf eine lichtempfindlich beschichtete Trommel traf, die mit konstanter Geschwindigkeit rotierte. Abbildung 2.6 zeigt ein solches Spiegelgalvanometer – in der unteren Hälfte sind zunächst die beiden Anschlußbuchsen zu erkennen, über welche die Spule des Galvanometers mit dem zu messenden Signal verbunden wird. Der helle Ring in der Mitte ist der runde Hufeisenmagnet, zwischen dessen Polschuhen die Drehspule angeordnet ist, durch welche der eigentliche Spiegel ausgelenkt wird, der direkt über dem Magneten hinter einer kleinen Schutzscheibe zu erkennen ist.

Diese Anordnung vermied erstmalig weitestgehend die unvermeidliche Reibung, wie sie bei früheren Seismometern mit mechanischen Verstärkungs- und Registriereinrichtungen gegeben war, und ermöglichte es so erstmals, auf die mitunter extrem hohen Pendelmassen, die bis zu mehreren Tonnen betragen konnten, zu verzichten, was eine der Hauptvoraussetzungen für die Konstruktion und den Bau kleiner, leichter und transportabler Instrumente darstellte[16].

Von Nachteil ist jedoch, daß die in der Aufnehmerspule induzierte Meßspannung von der Geschwindigkeit, mit der die Feldlinien des Permanentmagneten geschnitten werden, abhängt. Darüberhinaus mißt ein Pendel mit der ihm eigenen, konstruktionsbedingten Eigenfrequenz bezüglich Ereignissen, deren Frequenz unter dieser Eigenfrequenz liegt, nicht mehr die eigentliche Bodenbewegung, sondern die Beschleunigung des Untergrundes, so daß die Empfindlichkeit eines solchen Instrumentes für Ereignisse, deren

[15] Ein Spiegelgalvanometer besteht im Grunde genommen aus einer Drehspule, die im Feld eines hufeisenförmigen Permanentmagneten drehbar gelagert ist. Wird diese Spule von einem Strom durchflossen, so bildet sich um sie ein Magnetfeld, das eine Drehung der Spule innerhalb des Permanentmagnetfeldes zur Folge hat. Mit Hilfe eines auf der Drehachse der Spule montierten Spiegels kann nun ein Lichtstrahl in Abhängigkeit von der Stärke des angelegten Stromes abgelenkt werden.

[16] Noch im Jahre 1964 konnte übrigens Bruce Bolt das originale Galitzin-Seismometer im Pulkova Observatorium nahe Leningrad bewundern, wo es noch immer produktiv eingesetzt wurde (siehe [8][S.113]).



Abbildung 2.6: Ein Spiegelgalvanometer

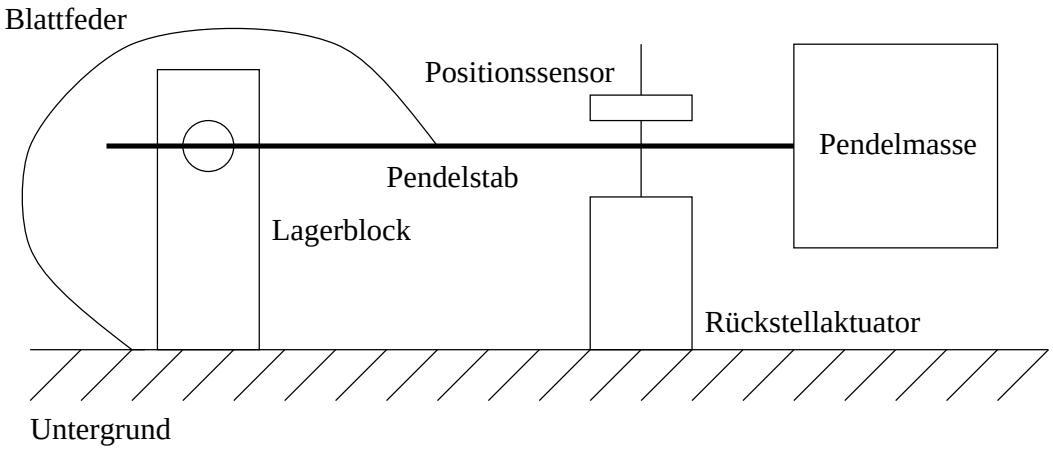


Abbildung 2.7: Prinzip eines Breitbandseismometers

Frequenz deutlich unter der Eigenfrequenz des Meßpendels liegt, ausgesprochen stark abnimmt.

Um diese und andere Schwierigkeiten, die in der Mehrzahl auf der mehr oder minder unveränderlichen Eigenfrequenz der eingesetzten Pendel beruhen, zu vermeiden oder wenigstens abzuschwächen, wurden seit den ausgehenden 60er-Jahren des zwanzigsten Jahrhunderts sogenannte *Breitbandseismometer* entwickelt, die im professionellen Bereich heutzutage dominierend sind. Abbildung 2.7 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Instrumentes nach [21][S.187].

Breitbandseismometer beruhen auf einer aktiven Regelung beziehungsweise Nachführung der Meßmasse, durch welche erreicht wird, daß diese ihre Position bezüglich des auf der Erde montierten Instrumentenrahmens nicht – oder nur unwesentlich – ändert. Jede Auslenkung der Masse wird elektronisch erfaßt und mit Hilfe eines Regelkreises in eine Rückstellkraft überführt, die zur Folge hat, daß die Auslenkung der Masse auf ein Minimum beschränkt bleibt. Hierdurch können die Haltefedern und andere Elemente des Instrumentes stets innerhalb eines Bereiches linearen Verhaltens betrieben werden werden. Darüberhinaus hängt die Empfindlichkeit des Instrumentes nicht mehr in so starkem Maße von der Eigenfrequenz des Pendels ab, da das eigentliche Meßsignal aus dem generierten Rückführungssignal gebildet wird.

Nach diesem kurzen Überblick über die Geschichte der technischen Entwicklung der Seismometrie, befassen sich die folgenden Abschnitte mit der Entstehung seismischer Ereignisse, den hierbei auftretenden Wellenformen und -typen, etc., bevor der Bau einfacher Instrumente beschrieben wird.

Kapitel 3

Die Entstehung seismischer Ereignisse

Die Entstehung seismischer Ereignisse läßt sich zunächst in natürliche und künstliche Ursachen unterteilen:

Natürliche Ursachen	Künstliche Ursachen
Tektonische Beben und Tiefbeben	Industrie, Verkehr, etc.
Vulkanische Beben	Bergbau (Mineneinstürze), etc.
Einsturzbeben und Impaktereignisse	Staubecken
Mikroseismik	Explosionen

Dieser Gliederung entsprechen die sich anschließenden Abschnitte, in denen auf die einzelnen Ursachen eingegangen wird, wobei an dieser Stelle alternativ oder auch ergänzend auf Carl Bark's wundervolle Geschichte „Land unter der Erdkruste“ verwiesen sei, in der auf das wundervollste dargelegt wird, daß die wirkliche Ursache für Erdbeben die Leidenschaft der Kullern, die unter der Erdkruste leben, für das Erdbebenspiel ist (siehe [4]).

Ob durch Kullern oder durch natürliche Ursachen ausgelöst – jährlich treten weltweit etwa 50000 Erdbeben auf, deren Stärke ausreicht, sie prinzipiell spürbar, d.h. ohne Meßgeräte detektierbar werden zu lassen (bei diesen Zahlen sind Beben mit künstlichem Hintergrund nicht eingerechnet). Von diesen Ereignissen rufen etwa 10000 Beben leichte Schäden hervor, während ca. 100 starke Beschädigungen zur Folge haben. Im Mittel zieht jedoch nur ein Beben jährlich katastrophale Folgen nach sich (siehe [26][Introduction to Seismic Sources and Source Parameters]).

3.1 Natürliche Ursachen

Die vermutlich interessantesten und stärksten seismischen Ereignisse, die mit den im weiteren Verlauf vorgestellten Selbstbauinstrumenten gemessen werden können, haben ihren Ursprung in aller Regel in natürlichen Ursachen (abgesehen von unterirdischen Nuklearexplosionen, die allerdings durch entsprechende Teststopabkommen nicht mehr auftreten dürften), von denen die wesentlichsten in den folgenden Abschnitten dargestellt werden.

3.1.1 Tektonische Beben und Tiefbeben

Die Mehrzahl aller Erdbeben, die Gruppe der *tektonischen* Beben, hat ihre Ursache in Vorgängen, die direkt auf den Aufbau der Erde zurückzuführen sind. Hierbei sind zunächst die Begriffe *Lithosphäre* und *Asthenosphäre* von Bedeutung, wobei ersterer die Erdkruste sowie die oberen Bereiche des Erdmantels beschreibt, die aus bis zu 100km dicken Gesteinsplatten bestehen, während der darunterliegende, zähflüssige, obere Erdmantel als Asthenosphäre bezeichnet wird, auf welcher die genannten Gesteinsplatten aufliegen.

Auf dieser verhältnismäßig flüssigen Unterlage bewegen sich nun, angetrieben durch Konvektionsströmungen im Erdinneren, die Gesteinsplatten der Erdkruste aufeinander zu beziehungsweise voneinander fort, wobei diese Drift pro Jahr bis zu einigen Zentimetern betragen kann. Da die Erdoberfläche eine feste Ausdehnung besitzt, muß, um solche Bewegungen zu ermöglichen, an einigen Stellen vorhandenes Material der Erdkruste ins Erdinnere gedrückt werden, während an anderen Stellen neue Erdkruste entsteht.

An den mittelozeanischen Rücken steigt Magma aus dem Erdinneren auf und bildet neue Erdkruste, wodurch die an diesen Stellen aneinandergrenzenden Bereiche auseinandergeschoben werden, ein Vorgang, der als *SFS* (*S*ea-*F*loor-*S*preading) bezeichnet wird, während an anderen Stellen entsprechend Gesteinsplatten unter andere Gesteinsplatten gedrückt werden, wodurch deren Material wieder dem Erdinneren zugeführt wird. Die Bereiche, an welchen sich Gesteinsplatten unter andere Gesteinsplatten schieben, werden auch als *Subduktionszonen* bezeichnet.

In beiden Zonen, d.h. sowohl an den mittelozaenischen Rücken als auch in Subduktionszonen führen die Bewegungen der aufeinanderstoßenden Gesteinsplatten zu einem Aufbau von Spannungen innerhalb der Gesteine, die bis zu einem gewissen Grad in Form plastischer Verformungen gespeichert werden können. Überschreitet die so gespeicherte Energie einen bestimmten, von Art und Struktur der betroffenen Gesteine abhängigen Wert, so

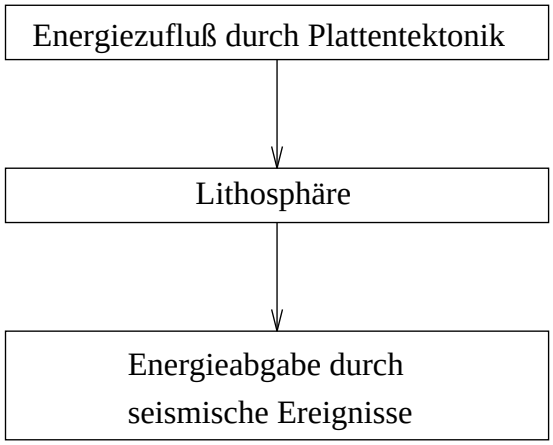


Abbildung 3.1: Energieaufnahme und Abgabe in der Lithosphäre

bildet sich ein Bruch aus, über welchen die bislang angesammelte Energie wieder abgegeben wird. Abbildung 3.1 zeigt diese Energieaufnahme der Lithosphäre sowie die Abgabe der gespeicherten Energie.

Da es sich bei diesen Vorgängen, wie stets, um stochastische Prozesse handelt, die von einer Unzahl verschiedener Umgebungsparameter bestimmt werden, kann nicht vorhergesagt werden, wann an einer bestimmten Stelle ein Erdbeben zu einer Freisetzung der im Gestein in Form plastischer Verformungen gespeicherten Energie führen wird, obwohl im großen und ganzen der in Abbildung 3.2 dargestellte Zusammenhang zwischen der Zeit auf der einen und der Anzahl von Erdbeben auf der anderen Seite besteht.

Da sich die durch die Bewegung der Kontinentalplatten in die Lithosphäre eingebrachte Energie im wesentlichen proportional zur Zeit verhält, läßt sich meist nur schlußfolgern, daß eine Verminderung der auftretenden seismischen Ereignisse über einen gewissen Zeitraum hinweg über kurz oder lang in einem entsprechend größeren Erdbeben resultiert, über welches die zusätzlich gespeicherte Energie abgegeben werden kann.

Im Jahre 1911 entwickelte Harry Fielding Reid[1] eine Theorie, um diese Speicherung von Energie über einen langen Zeitraum sowie die spontane Abgabe der gespeicherten Energie innerhalb eines kurzen Augenblickes, wie sie für die Entstehung von sogenannten *tektonischen Beben* charakteristisch ist, zu beschreiben. Diese Theorie wird im allgemeinen als *elastic rebound theory* beziehungsweise als Theorie des *elastischen Zurückschnellens* bezeichnet und ist in Abbildung 3.3 (vereinfacht) dargestellt.

Im Ausgangszustand a) grenzen zunächst zwei Gesteinsblöcke aneinander an. Durch das Einwirken von Scherkräften, die bei der durch Konvektionsströmungen des Erdinneren verursachten relativen Bewegung der beiden Blöcke in Bezug aufeinander entstehen, baut sich über mitunter hunderte

[1] Harry Fielding Reid: 18.5.1859–18.6.1944

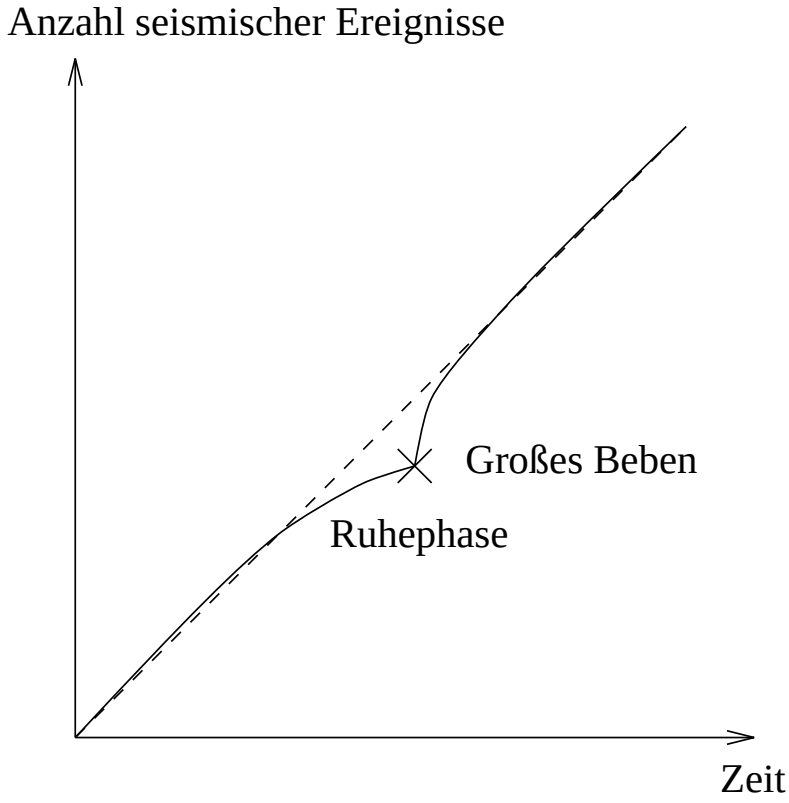


Abbildung 3.2: Zusammenhang zwischen Zeit und Anzahl seismischer Ereignisse

oder gar tausende von Jahren eine Verspannung auf, welche eine Deformation der betroffenen Areale zur Folge hat (dargestellt in Teilabbildung b) von Figur 3.3).

Die solchermaßen gespeicherte Energie resultiert irgendwann in einem Bruch des schwächsten Bereiches der Zone, an welcher die beiden sich relativ zueinander bewegenden Platten aneinanderstoßen, was einen schlagartigen Versatz der beiden Gesteinsblöcke an dieser Stelle zur Folge hat, der sich im weiteren Verlauf entlang der gesamten sogenannten *Störungsfront* ausbreitet, wodurch die in der Verspannung gespeicherte Energie in kürzester Zeit freigesetzt wird (siehe Teilabbildung c) hierzu).

Diese Freisetzung von Energie geschieht in Form von Wärme einerseits und in Form elastischer Wellen andererseits, welche das eigentliche Erdbeben erzeugen. Die ursächliche Verschiebung der beteiligten Gesteinsplatten zueinander kann sowohl in horizontaler als auch in vertikaler Richtung (sowie Mischformen hiervon) erfolgen, was letztlich in einem entsprechenden Versatz nach dem elastischen Zurückschnellen resultiert.

Da das Gesteinsmaterial entlang eines solchen Bruches, der bei starken Erbeben Längen von bis zu 1000km aufweisen kann, stark beschädigt wurde, resultiert hieraus eine deutlich verstärkte Anfälligkeit für weitere Spannungsbrüche in diesem Gebiet. Solche Brüche können an der Erdoberfläche

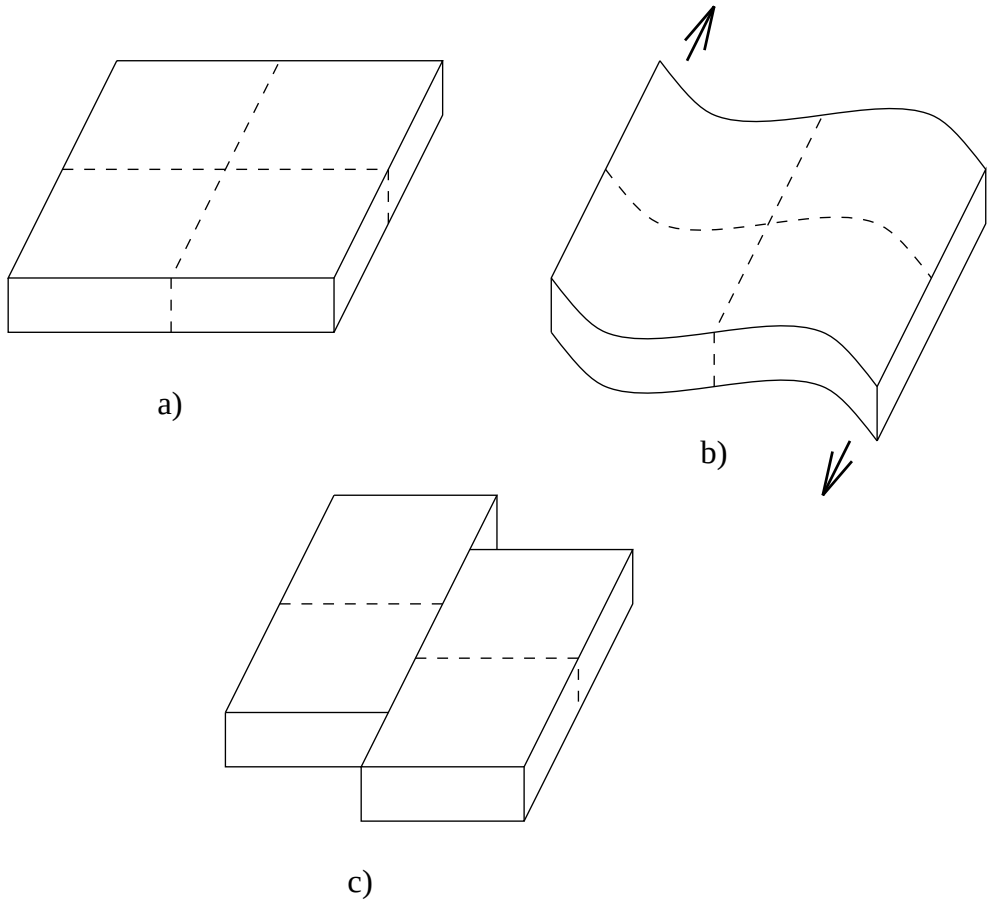


Abbildung 3.3: Elastisches Zurückschnellen

als Gräben und Verwerfungen sichtbar werden, wie es am 3. November 2002 bei einem Erdbeben der Stärke 7.9 in Alaska geschah. Hierbei bildete sich über eine Strecke von ca. 230 Kilometer ein Graben, an welchem sich der Untergrund bis zu 4.8m versetzte und hierbei Risse mit einer Tiefe von bis zu 2.7m schuf.

Nach [7][S.79] beschreibt Reid diesen Prozeß der Entwicklung eines Erdbebens folgendermaßen: *„Wahrscheinlich findet die gesamte Bewegung an irgendeinem Punkt nicht auf einmal, sondern in unregelmäßigen Schritten statt. Ein mehr oder weniger plötzliches Ende der Bewegung und Reibung sind Grund für die Erschütterungen, die sich in die Ferne fortpflanzen. . . “*

Wesentliches Merkmal eines solchermaßen entstandenen Erdbebens ist also das nicht gleichmäßige Nachgeben von Gestein entlang einer Störungszone, d.h. die ungleichmäßige Ausbreitung eines Bruches, der mitunter kurz zum Stillstand kommt, um sich nur Augenblicke später weiter fortzupflanzen. Jede Unterbrechung der Ausbreitung des Bruches und jedes Wiederanlaufen der Bruchbewegung setzt Wellen frei, die das eigentliche Erdbeben zur Folge haben.

Obwohl die hierdurch erzeugten direkten Wellen nur verhältnismäßig kurz andauern, in der Regel einige wenige bis einige zehn Sekunden, lassen sich Wellen in Seismogrammen weit entfernter Ereignisse mitunter mehrere Stunden lang verfolgen. Diese zeitliche Aufweitung der Wellen beruht auf einer Vielzahl verschiedener Effekte und wird in späteren Abschnitten behandelt.

Neben diesen tektonischen Beben sind ca. 20 bis 25 Prozent aller Beben, deren Entstehungtiefe (die sogenannte *Herdtiefe*) bestimmt werden kann, sogenannte *Tiefbeben*, d.h. Beben, deren Herd in einer Tiefe zwischen etwa 70km und 680km liegt (siehe [7][S.82]). Da in diesen Tiefen – bedingt durch Druck und Temperatur – Bedingungen herrschen, die eher ein plastisches Fließen als ein Brechen von Gesteinen vermuten lassen, scheidet der tektonischen Beben zugrundeliegende Mechanismus als Ursache für die Entstehung solcher Beben aus. Vielmehr wird vermutet, daß sie ihren Grund in einer spontanen Änderung des Gesteinsvolumens besitzen, wie sie beispielsweise aus Phasenänderungen des Gesteinsmaterials resultieren könnte.

3.1.2 Vulkanische Beben

In der Regel nicht grundsätzlich verschieden von der Entstehung tektonischer Beben sind Erdbeben, die durch Vulkanismus ausgelöst werden. Obwohl in früher Zeit, wie bereits in Abschnitt 2.2 kurz erwähnt, vermutet wurde, daß alle oder zumindest die Mehrzahl aller Erdbeben vulkanischen Ursprunges seien, haben nur etwa 9 Prozent aller beobachteten Beben ihre Ursache in Vulkanaktivitäten. Hierbei bauen sich in der näheren Umgebung eines Vulkans Spannungen im Gestein auf, die durch die Bewegungen des Magmas hervorgerufen werden, wobei der weitere Verlauf weitgehend analog zur Entstehung eines tektonischen Bebens ist.

Trotzdem sind Beben vulkanischen Ursprungs oftmals durch die mit ihnen einhergehenden Wellenformen von reinen tektonischen Beben zu unterscheiden, da bei den erstgenannten Beben häufig Wellen des sogenannten *tremor types* auftreten, die ihre Ursache vor allem im Fluß großer Magmamassen haben.

3.1.3 Einsturzbeben und Impaktereignisse

Auch der Einstürz großer unterirdischer Hohlräume,wie sie in der Regel in Gebieten leicht löslicher Salz- und Kalklager auftreten, sowie Bergrutsche und Steinschläge können eine Ursache für Erdbeben darstellen, die jedoch im allgemeinen von eher geringer Energie und damit auch von geringer Zerstörungskraft sind, obwohl [7][S.69] einen Erdrutsch in Peru anführt,

bei dem am 25. April 1974 etwa 1.6 Kubikkilometer Gestein ins Rutschen gerieten und hierbei ein Erdbeben der Magnitude 4.5 auslösten, wobei eine Vielzahl von Menschen zu Tode kam.

Auch der Einschlag großer Meteoriten, wie dem fast sagenumwobenen Ereignis, das sich am 30. Juni 1908 in Tunguska, Sibirien ereignete, kann ein Erdbeben zur Folge haben, wobei derlei Ursachen jedoch äußerst selten sind.

3.1.4 Mikroseismik

Misst man mit Hilfe eines Seismometers die Bewegungen des Untergrundes, läßt sich beobachten, daß sich dieser nie völlig in Ruhe befindet, sondern vielmehr stets ein mehr oder minder ausgeprägtes Hintergrundrauschen nachweisbar ist, das als *Mikroseismik* bezeichnet und in der Mehrzahl der Fälle eher als Stör- denn als Nutzsignal betrachtet wird, obwohl sich mitunter selbst hierin interessante Effekte beobachten lassen.

Ihre Ursache hat die Mikroseismik in erster Linie in Stürmen über den Ozeanen oder anderen großen Wasserflächen, in Wellen, die an Küsten schlagen, Bäumen, die sich im Wind wiegen, usf. Die hierdurch erzeugten Wellen besitzen einen Frequenzumfang von etwa 10^{-3}Hz bis 50Hz, wobei die Signalanteile im Bereich um ca. 0.07Hz in der Hauptsache durch das Auftreffen von Wellen an Küsten hervorgerufen werden[2].

Höherfrequente Signalanteile zwischen $\frac{1}{2}$Hz und ca. 50Hz sind in der Regel auf windinduzierte Bewegungen von Bäumen und Bauwerken, auf das Streichen von Wind über rauhes Gelände, auf Wasserfälle, etc. zurückzuführen. Nicht zu vernachlässigen sind je nach Standort, an welchem eine Messung ausgeführt wird, auch künstliche Einflüsse, wie sie in den folgenden Abschnitten dargetellt werden.

Exemplarisch für diese Effekte zeigen die Abbildungen 3.4 und 3.5 das ungefilterte Hintergrundrauschen der Mikroseismik in einem Zeitraum von 5 Tagen, wie es vom 19. Oktober 2002 bis zum 23. Oktober 2002 mit Hilfe des in Abschnitt 7 vorgestellten Lehman-Seismometers gemessen wurde. Gut zu erkennen sind der langsame Anstieg sowie das ebenso langsame Abflauen des Rauschens über mehrere Tage hinweg, verursacht durch ein ausgedehntes Sturmgebiet.

[2]Lassen sich diese Wellen von einem Instrument nicht nachweisen, ist dies im allgemeinen ein guter Anhaltspunkt für eine Fehlfunktion des Gerätes.

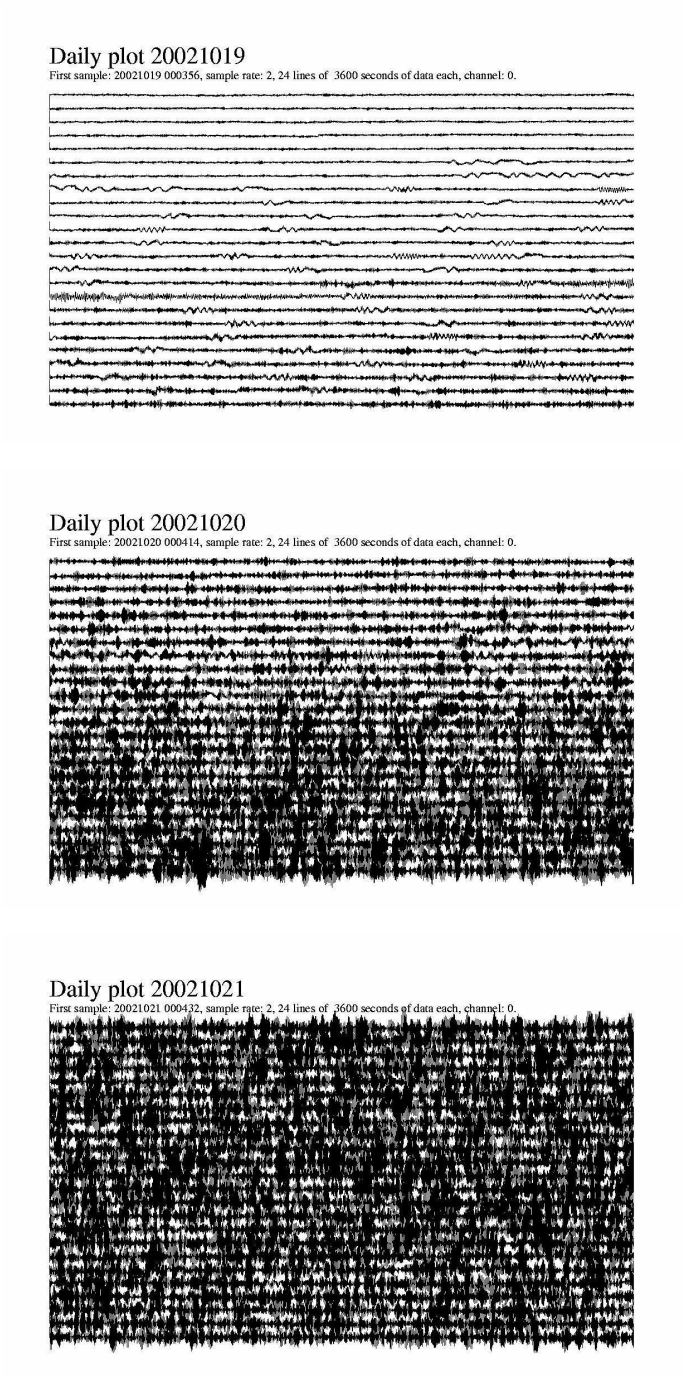


Abbildung 3.4: Auswirkungen der Mikroseismik im Zeitraum vom 19. Oktober 2001 bis zum 23. Oktober 2001, gemessen mit dem in Kapitel 7 beschriebenen Lehman-Seismometer, Teil 1

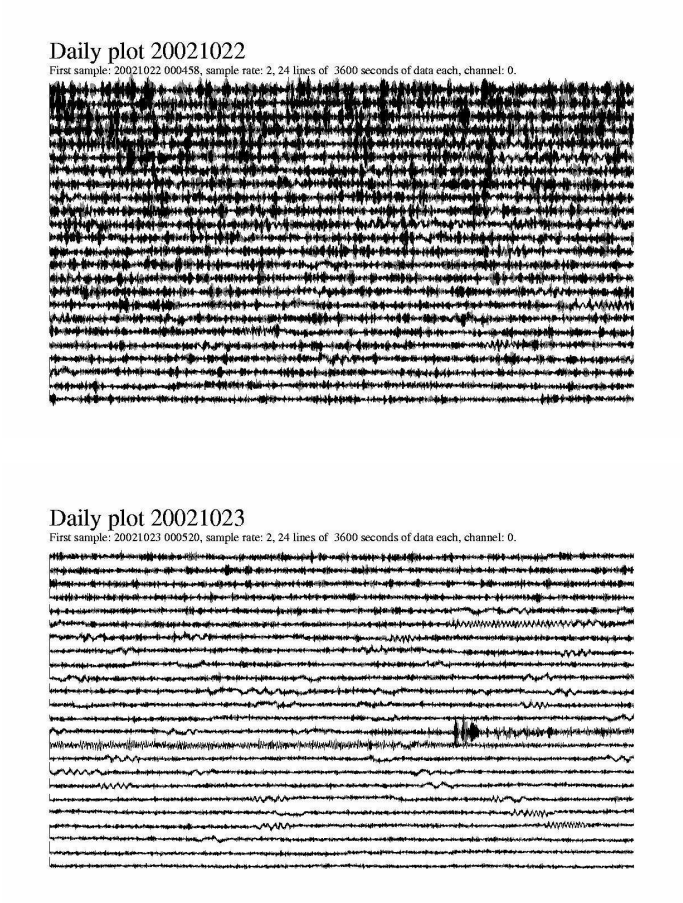


Abbildung 3.5: Auswirkungen der Mikroseismik im Zeitraum vom 19. Oktober 2001 bis zum 23. Oktober 2001, gemessen mit dem in Kapitel 7 beschriebenen Lehman-Seismometer, Teil 2

3.2 Künstliche Ursachen

Neben den bereits genannten natürlichen Ursachen für Erdbeben hat sich im Lauf der Zeit eine Vielzahl künstlicher Signalquellen herausgebildet, welche nicht zuletzt Messungen mitunter stark beeinträchtigen und damit auch die Ortsauswahl für die Aufstellung von Seismometer bestimmen können (siehe Abschnitt 19.1).

3.2.1 Industrie, Verkehr, etc.

Neben den in Abschnitt 3.1.4 beschriebenen natürlichen Ursachen der Mikroseismik zählen auch (und je nach Ort eventuell vor allem) Industrieanlagen, Kraftfahr- und Schienenverkehr, etc. zu den Quellen seismischen Hintergrundrauschens.

Vor allem in dichtbesiedelten und industriell gut erschlossenen Gebieten ist ein deutlicher Zusammenhang zwischen dieser künstlich erzeugten Mi-

kroseismik und der Tageszeit zu verzeichnen. So können mitunter Messungen, die tagsüber stattfinden, durch dieses Hintergrundrauschen mehr oder minder unbrauchbar sein, während die ruhigeren Abend- und Nachtstunden mit ihrem wesentlich geringeren Rauschpegel viele Details erkennen lassen, die zuvor überdeckt wurden.

3.2.2 Bergbau und Staubecken

Auch Vorgänge im Rahmen des Bergbaus können Auslöser für seismische Wellen sein. Hierbei treten vor allem Ereignisse auf, die durch Sprengungen oder Zusammenbrüche von Stollen ausgelöst werden.

Eine weitere Gruppen von Erdbeben sind die sogenannten *induzierten* Beben, wie sie vor allem bei der Füllung oder Leerung großer Stauseen oder anderer Strukturen auftreten können. Die hierbei auftretende, gewaltige Massenänderung kann beispielsweise in bestehenden Bruchzonen ein Zurückschnellen von unter Spannung stehenden Gesteinsblöcken und damit ein – zumeist kleines – Erdbeben auslösen.

3.2.3 (Nuklear-) Explosionen

Abgesehen von vulkanischen Explosionen und Meteoriteneinschlägen, wie dem bereits erwähnten, fast sagenumwobenen Ereignis, das sich am 30. Juni 1948 in Tunguska, Sibirien, ereignete, sind Explosionen in der Regel künstlichen Ursprungs, wobei im folgenden nicht die regelmäßig im Bergbau stattfindenen Sprengungen betrachtet werden.

Die stärksten Explosionen, wie sie durch unterirdische Nukleartests ausgelöst wurden, ließen sich zum Teil auf der ganzen Welt mit Hilfe von Seismometern nachweisen. Aus diesem Grunde spielte und spielen weltweite Netzwerke seismographischer Stationen eine wesentliche Rolle bei der Überprüfung der Einhaltung der atomaren Teststopabkommen (siehe hierzu vor allem [8])[3].

Neben diesen – durch entsprechende Teststopabkommen praktisch nicht mehr auftretenden – Quellen finden auch von Zeit zu Zeit Testsprengungen größeren Umfanges statt, um Erkenntnisse über die Struktur des Untergrundes mit Hilfe seismischer Messungen zu gewinnen. So wurde beispielsweise am 4. Juni 2003 eine Tonne der Sprengstoffe TNT, RDX und PETN,

[3]Die exakte Bestimmung des Augenblickes, an welchem die weltweit erste Nuklearexplosion im Rahmen des Trinity-Tests ereignete, konnte, da die hierfür eigentlich vorgesehenen Chronometer ausfielen, nur durch seismische Messungen Beno Gutenbergs (1889–1960) bestimmt werden. Dies zeigte, dass die Explosion, obwohl sie oberirdisch stattfand, genügend Energie in die Erdkruste einkoppelte, um meßbare seismische Erschütterungen zu erzeugen.

die in 10 jeweils 26 Meter tiefe Bohrlöcher verfüllt wurden, mit dem Ziel, Informationen über die Oberflächenstruktur der Erde in und um die Oberpfalz zu gewinnen, in einem Steinbruch bei Thumsenreuth zur Explosion gebracht (siehe [34]).

Nach diesen kurzen Betrachtungen zu den Hauptquellen seismischer Ereignisse behandeln die nun folgenden Abschnitte die hierbei im wesentlichen auftretenden Wellentypen und deren Eigenschaften.

Kapitel 4

Seismische Wellen

Die folgenden Abschnitte beschreiben die wesentlichen Wellentypen, welche im Zusammenhang mit seismischen Ereignissen beobachtbar sind. Grundsätzlich sind diese zunächst in zwei Gruppen, die der sogenannten *Raumwellen* sowie die der *Oberflächenwellen* einteilbar, wobei jede dieser Gruppen ihrerseits mehrere Wellenarten zusammenfaßt[1].

Die folgenden Abschnitte versuchen, die einzelnen Wellentypen, welche bei einem seismischen Ereignis und in dessen Folge beobachtet werden können, etwas näher zu charakterisieren.

4.1 Raumwellen

Der erstgenannten Wellentypgruppe, den Raumwellen, gehören neben den sogenannten *Kompressionswellen* (auch als *Primärwellen* bezeichnet) auch die *Scherwellen* (beziehungsweise *Sekundärwellen*) an[2]. Allen Raumwellen gemeinsam ist die Eigenschaft, sich innerhalb von Körpern fortzubewegen, d.h. nicht auf Oberflächen beschränkt zu sein. Bereits im Jahre 1830 gelang es dem Mathematiker Siméon Denis Poisson[3] zu zeigen, daß es außer Kompressions- und Scherwellen keine weiteren Wellentypen gibt, die sich durch feste Körper bewegen können ([21][S.5]).

[1] Eine eindrucksvolle, wenn auch etwas vereinfachte Darstellung der Auswirkungen verschiedener Wellentypen, wie sie im Gefolge eines Erdbebens auftreten, findet sich bereits bei Carl Barks (siehe [4][S.26]).

[2] Zu den Alternativbezeichungen *Primär-* beziehungsweise *Sekundärwellen* siehe auch Abschnitt 4.3.3.

[3] Siméon Denis Poisson: 1781–1840

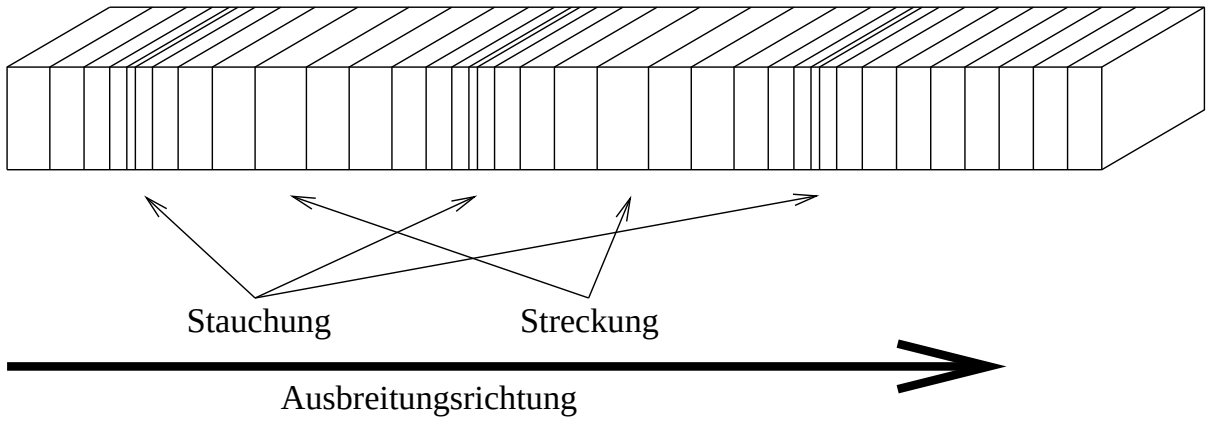


Abbildung 4.1: Kompressions- oder Primärwelle

Kompressionswellen sind die sich am schnellsten durch Gestein und andere Medien fortpflanzenden Wellen – sie werden durch das durchquerte Material durchlaufende Dehnungen und Streckungen übertragen, komprimieren also an bestimmten Stellen das Trägermedium, während es an anderen Stellen in die Länge gestreckt wird. Abbildung 4.1 verdeutlicht diesen Fortpflanzungsmechanismus. Beachtenswert an dieser Stelle ist die Feststellung, daß sich Kompressionswellen sowohl in festen als auch in flüssigen Medien fortpflanzen, also beispielsweise auch Wasser oder den flüssigen Erdkern durchqueren können.

Kompressionswellen erreichen die Erdoberfläche im allgemeinen in einem steilen Winkel, erzeugen also in der Hauptsache vertikale Bodenbewegungen, welche in der Regel nur geringe Beschädigungen an Gebäudestrukturen, etc. zur Folge haben.

Der zweite Wellentyp, welcher der Gruppe der Raumwellen angehört, pflanzt sich nun im Gegensatz zu einer Kompressionswelle nicht durch Stauchungen und Dehnungen des Trägermaterials fort, sondern vielmehr durch seitliche Verschiebungen von Flächenstücken innerhalb eines Volumens, wie Abbildung 4.2 darstellt. Damit sich eine solche Welle fortpflanzen kann, muß folglich ein Medium vorliegen, dessen einzelne (gedachte) Ebenen miteinander dergestalt verkoppelt sind, daß eine seitliche Auslenkung einer Ebene die angrenzenden Ebenen zu einem gewissen Grad mitauslenkt – eine Voraussetzung, die zwar bei Festkörpern, d.h. unter anderem Gestein, nicht jedoch bei Flüssigkeiten gegeben ist.

Scherwellen sind also – im Gegensatz zu Kompressionswellen – nur in der Lage, feste Trägermedien zu durchqueren, nicht jedoch flüssige, wie Wasser oder den flüssigen Erdkern. Es wird unterschieden zwischen vertikal (S_H) und horizontal polarisierten (S_V) Scherwellen, wobei die letztgenannten Wellen bereits deutlich stärkere Schäden als die in der Hauptsache in vertikaler Richtung wirkenden Kompressionswellen hervorrufen.

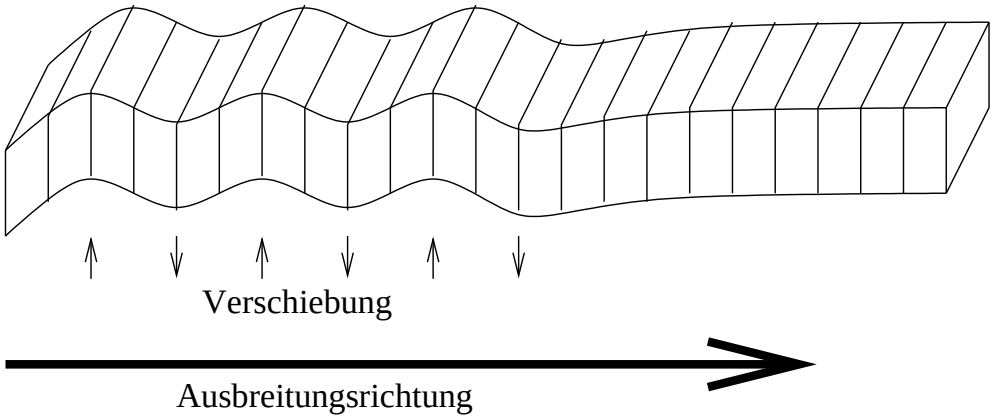


Abbildung 4.2: Scher- oder Sekundärwelle

4.2 Oberflächenwellen

Im Gegensatz zur Gruppe der Raumwellen, beinhaltet die Gruppe der Oberflächenwellen Wellentypen, die sich ausschließlich an der Oberfläche eines Körpers, nicht jedoch in seinem Inneren ausbreiten. Hier betrachtet werden lediglich zwei Wellentypen der Oberflächenwellen, zum einen die sogenannten *Love*- und zum anderen *Rayleighwellen*.

Sowohl Love- als auch Rayleighwellen sind ausgesprochen niederfrequent, besitzen – vor allem im Fall der Lovewellen – eine mitunter sehr große Amplitude und sind aus diesen Gründen für einen Großteil der Schäden und Zerstörungen, die während und im Gefolge eines Erdbebens auftreten, verantwortlich (aufgrund ihrer niedrigen Frequenz erreichen sie oft Bereiche, in denen sie in der Lage sind, Bauten zu zerstörerischen Eigenschwingungen anzuregen).

Benannt wurden Lovewellen nach dem britischen Mathematiker A.E.H. Love[4], der 1911 die mathematischen Grundlagen für diesen Wellentyp entwickelte. Unter den Oberflächenwellen gehören Lovewellen zu den sich am schnellsten fortpflanzenden Wellen – sie breiten sich an der Oberfläche des Gesteins in Form ausschließlich horizontaler Auslenkungen aus (besitzen also keinerlei Vertikalanteil), wie Abbildung 4.3 darstellt. Lovewellen werden vielfach auch als *Q-Wellen* bezeichnet.

Im Gegensatz zu den rein horizontal wirkenden Lovewellen erzeugen Rayleighwellen einen deutlich komplexeren Bewegungsablauf an der Oberfläche, der am ehesten jenem von Wasserwellen entspricht – in einem vertikalen Schnitt der Trägersubstanz entstehen elliptische Bewegungen, die in Ausbreitungsrichtung der Welle gegen den Uhrzeigersinn verlaufen, Abbil-

[4]Augustus Edward Hough Love, geboren am 17. April 1963 in Weston-super-Mare (England) gestorben am 5. Juni 1940 in Oxford (England).

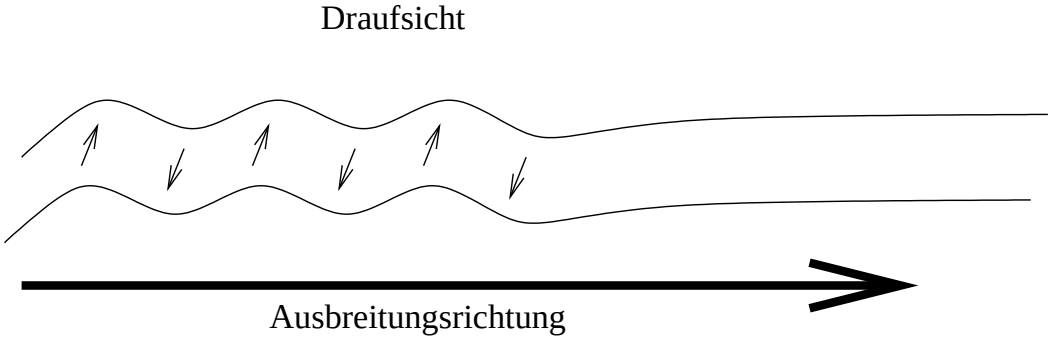


Abbildung 4.3: Lovewelle

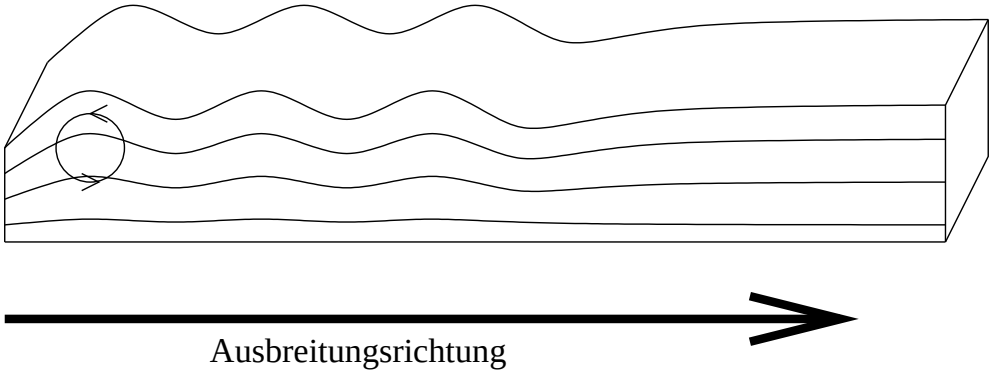


Abbildung 4.4: Rayleighwelle

dung 4.4 stellt dieses Verhalten dar. Neben der Bezeichnung Rayleighwellen hat sich für diesen Wellentyp auch die Bezeichnung *R-Wellen* eingebürgert.

Benannt wurden Rayleighwellen nach dem englischen Mathematiker John William Strutt, Lord Rayleigh[5], der im Jahre 1887 mathematisch die Existenz eines solchen Wellentypus vorhersagte ([21][S.5]). Aufgrund ihrer ebenfalls sehr hohen Amplituden und ihrer verhältnismäßig geringen Frequenz sind auch Rayleighwellen für einen Großteil der im Zuge eines Erdbebens auftretenden Schäden verantwortlich.

Sowohl Love- als auch Rayleighwellen sind Folge von Raumwellen, welche die Erdoberfläche erreichen und teilweise in andere Wellentypen umgewandelt werden – allgemein finden an Grenzübergängen zwischen unterschiedlichen Medien beziehungsweise Gesteinsschichten verschiedenartigste Brechungen, Reflexionen und Umwandlungen von Wellen statt.

[5]Lord Rayleigh: 1842–1919

4.3 Fortpflanzungsgeschwindigkeiten seismischer Wellen

Für die folgenden Betrachtungen sind in erster Linie die vier allgemeinen Begriffe des *Elastizitäts-*, des *Kompressions-*, des *Schermoduls* sowie der *Dichte* einer Substanz von Bedeutung.

Die Dichte ρ einer Substanz beschreibt das Verhältnis von Masse zu Volumen eines Stoffes, d.h. es gilt

$$\rho = \frac{m}{V}, \tag{4.1}$$

wobei m die Masse und V das Volumen des Materials bezeichnen. Die Einheit der Dichte ist entsprechend Gleichung (4.1) gleich $\frac{\mathrm{kg}}{\mathrm{m}^3}$.

Der Elastizitätsmodul eines Stoffes ist, allgemein gesprochen, ein Maß für die Verformung einer Volumeneinheit aufgrund einer senkrecht von außen auf eine der Flächen der Volumeneinheit wirkenden Kraft und hierdurch eng mit dem Hookeschen[6] Gesetz verknüpft, das nach [12][S.4] prägnant durch den Satz *„Die Dehnungen verhalten sich wie die Spannungen.“* beschrieben werden kann.

Setzt man beispielsweise eine (der Einfachheit halber als kubisch angenommene) Volumeneinheit verschieden großen Zug- beziehungsweise Druckbelastungen aus, so läßt sich beobachten, daß Streckenänderungen der Volumenkanten auftreten, die verhältnismäßig direkt mit der äußeren Krafteinwirkung zusammenhängen. Verdoppelt sich beispielsweise eine externe Druckbelastung, wird auch eine Verringerung der Länge der Volumeneinheit um den Faktor zwei eintreten, etc. Diese Beobachtung setzt jedoch voraus, daß sich das belastete Medium noch innerhalb des elastischen Bereiches befindet, also keinen äußeren Kräften unterworfen ist, welche eine nicht umkehrbare plastische Verformung zur Folge hätten.

Das Hookesche Gesetz besagt nun, daß

$$\frac{\varepsilon}{\sigma} = \alpha = \text{const.}$$

gilt, wobei ε die Dehnung, d.h. die Längenänderung der betrachteten Volumeneinheit und σ entsprechend die Spannung bezeichnet. Der Wert der Konstanten α hängt nun von dem Material, aus welchem sich die untersuchte Volumeneinheit zusammensetzt, ab. Der zu α reziproke Wert

$$E = \frac{1}{\alpha} = \frac{\sigma}{\varepsilon}$$

[6] Robert Hooke: 1635 (Freshwater) – 1703 (London)

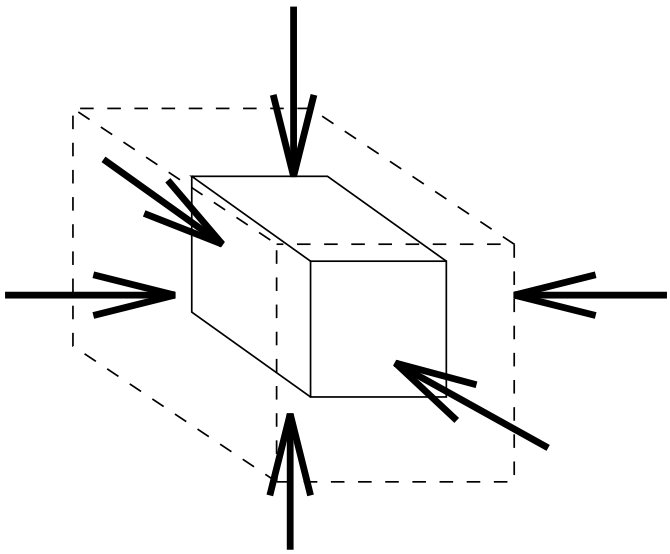


Abbildung 4.5: Volumenänderung durch allseitig angreifende, betragsmäßig gleiche Kräfte

wird als *Elastizitätsmodul* bezeichnet. Ein Material mit einer großen Festigkeit, das sich unter einer gegebenen äußeren Krafteinwirkung nur wenig verformt, besitzt also einen größeren Elastizitätsmodul als ein Material geringerer Festigkeit, das bei gleicher Krafteinwirkung einer entsprechend größeren Verformung unterworfen sein wird. Der Elastizitätsmodul einer Substanz ist also ein direktes Maß für den Widerstand, den das jeweilige Material einer elastischen Verformung entgegensetzt.

Während der Elastizitätsmodul eines Materials das Verhältnis einer anliegenden Spannung zu der hieraus resultierenden Längenänderung repräsentiert, beschreibt der Kompressionsmodul K eines Materials die bei gleichmäßiger Krafteinwirkung auf alle Seiten eines Volumens auftretende Volumenänderung (bei der jedoch die Form des Volumens an sich beibehalten wird). Es gilt

$$K = -\frac{V_0}{\Delta V}\Delta p,$$

wobei Δp die auf das Volumen einwirkende Druckänderung, ΔV die hierdurch hervorgerufene Volumenänderung und V_0 das Ausgangsvolumen bezeichnen. Das negative Vorzeichen stellt sicher, daß K bei einer Druckerhöhung, d.h. bei $\Delta p > 0$, die eine Volumenreduktion nach sich zieht, d.h. $\Delta V < 0$ zur Folge hat, positiv ist. K repräsentiert den Widerstand, den ein Medium einer Volumenänderung, ausgelöst durch eine Änderung des Umgebungsdruckes, entgegensetzt. Die Einheit des Kompressionsmoduls K ist $\frac{\mathrm{N}}{\mathrm{m}^2}$ beziehungsweise Pa. Abbildung 4.5 stellt die hier betrachtete Volumenänderung schematisch dar.

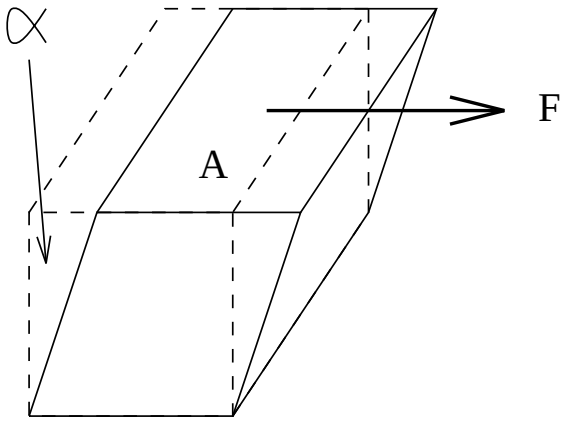


Abbildung 4.6: Volumenänderung durch eine tangential angreifende Kraft

Im Unterschied zu dem Kompressionsmodul eines Mediums beschreibt der sogenannte Schermodul die Verformung eines Volumens durch eine tangential an einer Seite des Volumens angreifende Kraft (siehe Abbildung 4.6). Für den Schermodul μ gilt

$$\mu = \frac{\tau}{\alpha},$$

wobei α den Scherwinkel und somit die Abweichung von der Senkrechten bei an der Oberseite angreifender Scherkraft F und τ die Schubspannung darstellt, d.h. es gilt $\tau = \frac{F}{A}$. Die Einheit für den Schermodul μ ist wieder Kraft pro Fläche, d.h. $\frac{\mathrm{N}}{\mathrm{m}^2}$.

Wie auch der bereits beschriebene Elastizitätsmodul nimmt der Schermodul mit steigender Festigkeit des zu verformenden Mediums größere Werte an (siehe beispielsweise [12][S.40ff.]).

Unter Zuhilfenahme dieser Begriffe lassen sich nun die Fortpflanzungsgeschwindigkeiten von Kompressions- beziehungsweise Scherwellen beschreiben, wie die beiden folgenden Abschnitte zeigen.

4.3.1 Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von P-Wellen

Wie in Abbildung 4.1 dargestellt, pflanzen sich P- oder auch Kompressionswellen in Form von das Trägermedium durchquerenden Stauchungen und Streckungen fort, verhalten sich diesbezüglich also analog zu Schallwellen. Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit einer P-Welle hängt nun in erster Linie davon ab, inwieweit das Trägermedium durch einen bestimmten, auf eine Flächeneinheit hiervon ausgeübten äußeren Druck verformt werden kann[7].

[7]Ein Effekt, der jedem staugeprüften Autofahrer geläufig ist – je mehr Abstand ein noch stehender Wagen zu seinem sich gerade fortbewegenden Vordermann benötigt, um selbst loszufahren, umso langsamer bewegt sich die aus Stauchungen (bis zum Stillstand aufeinander auffahrende Fahrzeuge) und Streckungen (der sich vergrößernde Abstand

Je fester das Trägermedium, durch welches sich eine Kompressionswelle ausbreitet, d.h. je größer der zugehörige Modul ist, desto größer ist ihre Fortpflanzungsgeschwindigkeit v_p.

Neben dem Kompressionsmodul K des Fortpflanzungsmediums, das von einer Kompressionswelle durchlaufen wird, besitzen auch der Schermodul μ des jeweiligen Materials sowie dessen Dichte ρ einen Einfluß auf die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von Kompressionswellen. Der Zusammenhang zwischen diesen vier Größen ist

$$v_p = \sqrt{\frac{K + \frac{4}{3}\mu}{\rho}}. \tag{4.2}$$

4.3.2 Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von S-Wellen

Im Gegensatz zur v_p, der Fortpflanzungsgeschwindigkeit von Kompressionswellen, hängt v_s, die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von Schwerwellen, von nur zwei Parametern ab: Dem Schermodul μ sowie der Dichte ρ des zugrundeliegenden Mediums:

$$v_s = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}}. \tag{4.3}$$

Für Flüssigkeiten, wie beispielsweise Wasser, ist der Schermodul μ gleich Null, dies bedeutet nach Gleichung (4.3) jedoch, wie bereits erwähnt, daß sich Scherwellen – im Gegensatz zu Kompressionswellen – nicht durch flüssige Medien ausbreiten können.

4.3.3 Beispiel

Tabelle 4.1 gibt für die beiden Medien Wasser und Granit die jeweiligen Werte für den Kompressions- beziehungsweise Schermodul sowie die hieraus resultierenden Fortpflanzungsgeschwindigkeiten von Kompressions- respektive Scherwellen in diesen Medien an.

Diese recht großen Geschwindigkeitsunterschiede zwischen den Fortpflanzungsgeschwindigkeiten von Kompressions- und Scherwellen können,

zwischen bereits fahrenden und noch stehenden Fahrzeugen) zusammengesetzte Welle durch die Autoschlange fort. Insofern ist es in solchen Fällen keine günstige Strategie, mit dem Losfahren auf einen sehr großen Abstand zum voranfahrenden Fahrzeug zu warten, was bei den stauüblichen Geschwindigkeiten auch nicht durch etwaige Sicherheitsabstandüberlegungen motiviert sein kann, sondern stattdessen bereits bei kleinen Abständen aufzuschließen.

	Wasser	Granit	
K	$2 \cdot 10^9$	$2.7 \cdot 10^{10}$	Pa
μ	0	$3 \cdot 10^{10}$	Pa
ρ	1000	2650	$\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$
v_p	1.4	5	$\frac{\text{km}}{\text{s}}$
v_s	0	3.3	$\frac{\text{km}}{\text{s}}$

Tabelle 4.1: Kompressions- und Schermoduln von Wasser und Granit sowie v_p und v_s der beiden Medien

sofern es möglich ist, das Eintreffen der beiden Wellentypen in einem Seismogramm zeitlich hinreichend genau zu bestimmen, als Grundlage für die Ortsbestimmung eines seismischen Ereignisses verwendet werden, wie Abschnitt 4.7 zeigen wird.

Für die Mehrzahl der Gesteine gilt übrigens näherungsweise das folgende Verhältnis, das vor allem bei überschlägigen Berechnungen mitunter sehr hilfreich sein kann:

$$\frac{v_p}{v_s} \approx \sqrt{3} \tag{4.4}$$

Da also $\frac{v_p}{v_s} > 1$ gilt, treffen mithin auch Kompressionswellen vor den Scherwellen eines seismischen Ereignisses am Beobachtungspunkt ein, was die alternative Bezeichnung in Form von Primär- und Sekundärwellen rechtfertigt.

4.4 Reflexion und Refraktion

Wie auch bei anderen Wellen treten bei seismischen Wellen ebenfalls zwei grundlegende Effekte auf, wenn solche Wellen Grenzflächen zwischen zwei Gesteinsschichten erreichen, die unterschiedliche Eigenschaften und damit auch unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten zur Folge haben: Reflexion und Refraktion. Diese Effekte sind hauptverantwortlich für die komplexe Struktur von Seismogrammen, ermöglichen es aber andererseits auch, Rückschlüsse auf die Struktur der von den Wellen durchlaufenen Gesteinsschichten zu ziehen.

Abbildung 4.7 zeigt schematisch die Verhältnisse bei Eintreffen einer Welle an einer solchen Grenzschicht zweier Gesteinsschichten mit Ausbreitungsgeschwindigkeiten v_1 beziehungsweise v_2. Ein Teil der Energie der eintreffenden Kompressionswelle wird als Kompressions- beziehungswese als Schwerwelle zurückreflektiert, während der andere Teil als Kompressionsrespektive Schwerwelle gebrochen, d.h. refraktiert wird.

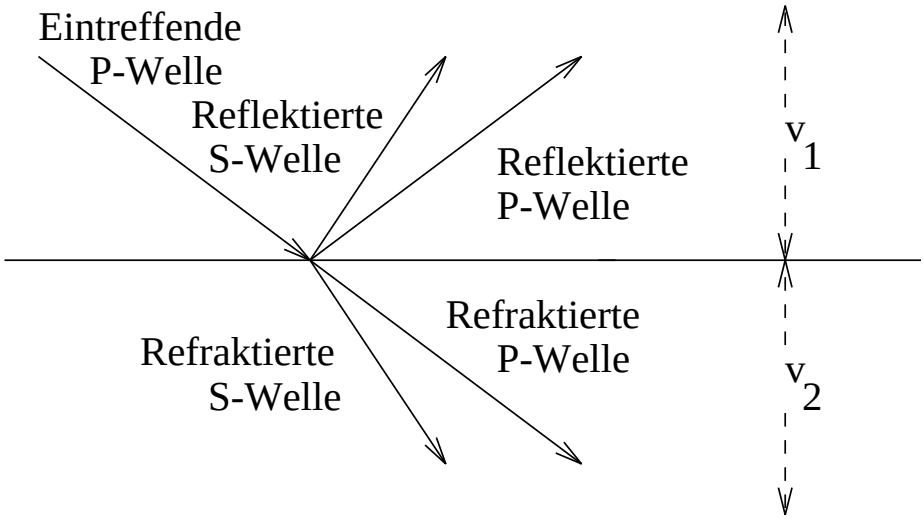


Abbildung 4.7: Reflexion und Refraktion

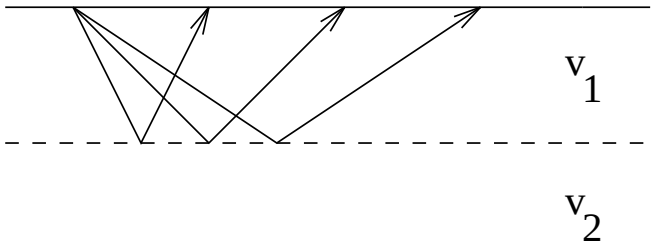


Abbildung 4.8: Reflektierte Wellen

Bei der reinen Reflexion einer einfallenden Welle an einer solchen Grenzschicht gilt für die Verhältnisse der einfallenden und reflektierten Amplituden A_e und A_r

$$\frac{A_e}{A_r} = \frac{\rho_2 v_2 - \rho_1 v_1}{\rho_2 v_2 + \rho_1 v_1},$$

wobei $\rho_{1,2}$ die Dichte der beiden aneinandergrenzenden Gesteinsschichten bezeichnet, während $v_{1,2}$ die jeweiligen Ausbreitungsgeschwindigkeiten repräsentiert. Das entscheidende Produkt $\rho_i v_i$ wird meist als *akustische Impedanz* bezeichnet, so daß die Amplitude der reflektierten Welle mit steigender *Fehlanpassung* der beiden akustischen Impedanzen ebenfalls ansteigt.

Betrachtet man nun vereinfacht zwei homogene Gesteinsschichten mit Ausbreitungsgeschwindigkeiten v_1 und v_2, die aneinander angrenzen, so erhält man bei punktförmiger Anregung die in Abbildung 4.8 dargestellten Verhältnisse, in denen die eintreffenden Wellen an der gesamten Grenzfläche zurück an die Oberfläche reflektiert werden. Betrachtet man nun die Laufzeit, die eine Welle vom Ausgangspunkt bis zu einem beliebigen Punkt an der Oberfläche, dessen Entfernung von der Signalquelle durch x bezeichnet wird, ergeben sich die beiden folgenden Gleichungen:

Zunächst läuft ein Teil der Welle direkt entlang der Gesteinsoberfläche von der Signalquelle weg, so daß sich hierdurch ein Signal ergibt, dessen Eintreffzeitpunkt $t_d(x)$ durch

$$t_d(x) = x/v_1$$

gegeben ist. Hierzu kommt nun das Signal, das aus der Reflexion des auf die mittig liegende Gesteinsschicht treffenden Signals resultiert und die Laufzeit

$$t_r(x) = \frac{2}{v_1}\sqrt{d^2 + \frac{x^2}{4}} \tag{4.5}$$

besitzt. Hierbei bezeichnet d die Tiefe der Reflektorschicht, während x wieder dem Abstand von der Signalquelle auf der Oberfläche entspricht. Diese Gleichung (4.5) kann nun direkt in eine entsprechende Hyperbelgleichung

$$\frac{v_1^2 t^2}{4} = \frac{x^2}{4} + d^2$$

umgestellt werden, wodurch sich die Gestalt des resultierenden Laufzeitgraphen ergibt.

Im Gegensatz zur direkt an der Oberfläche verlaufenden Welle benötigt die reflektierte Welle eine bestimmte Mindestzeit, bis sie den Weg von der Oberfläche zur Reflektorschicht und umgekehrt zurückgelegt hat und damit wieder an der Oberfläche angelangt ist. Diese Zeitspanne wird als *Lotzeit* bezeichnet und ergibt sich aus (4.5) zu

$$t_0 = \frac{2d}{v_1}.$$

Neben diesen beiden Wellen, der an der Oberfläche laufenden sowie der an der Reflektorschicht zurückgeworfenen, tritt jedoch noch eine weitere Welle auf, die sich parallel zur Schichtgrenze zwischen den beiden Gesteinsbereichen ausbreitet und deren Ausbreitungsgeschwindigkeit oftmals als die *Geschwindigkeit des Liegenden* bezeichnet wird. Für die Laufzeit t_g einer solchen refraktierten Welle gilt

$$t_g = \frac{x}{v_2} + t_i,$$

wobei t_i die sogenannte *Interzeptzeit* bezeichnet, welche die Zeitspanne beschreibt, die eine solche, nicht direkt an der Oberfläche laufende Welle länger benötigt, um einen Punkt x an dieser zu erreichen.

Abbildung 4.9 zeigt die Verhältnisse dieser drei Laufzeitfunktionen $t_d(x)$, $t_r(x)$ und $t_g(x)$ – gut zu erkennen sind das Anschmiegen des durch

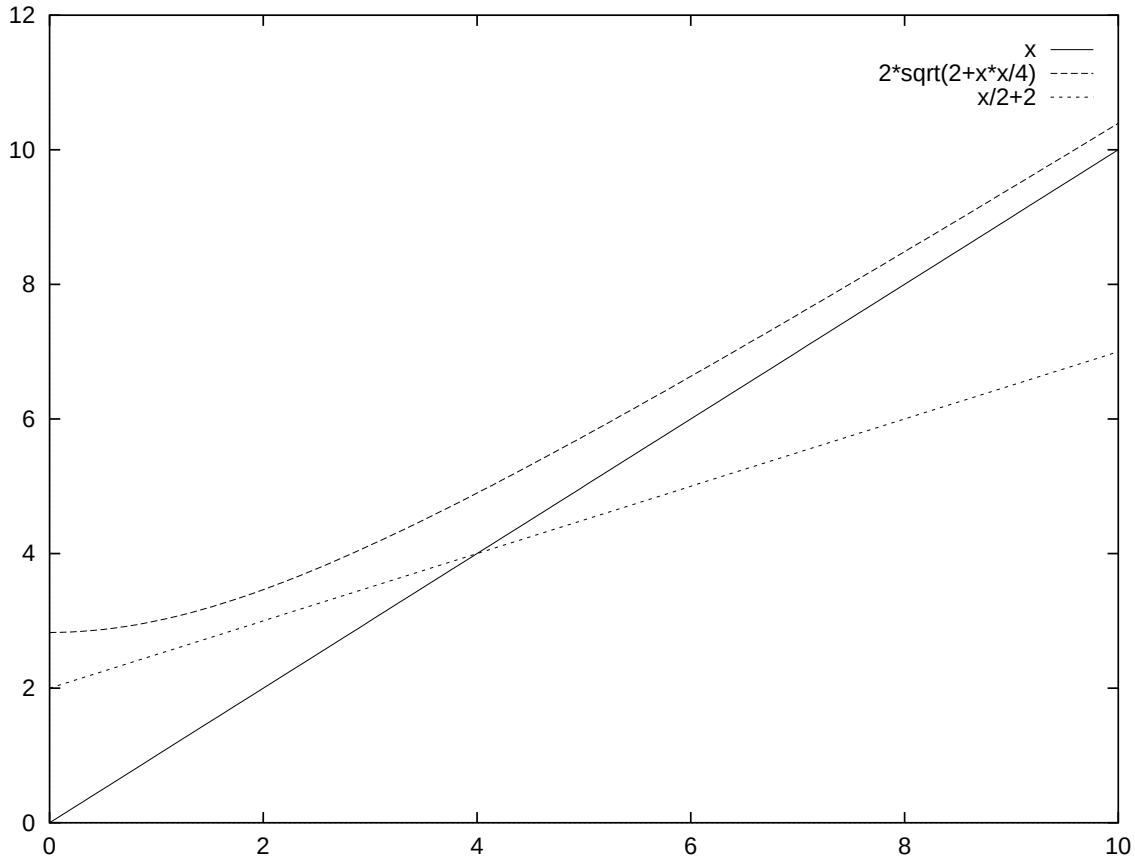


Abbildung 4.9: Laufzeiten direkter, reflektierter und refraktierter Wellen

$t_r(x)$ beschriebenen Hyperbelastes an die Laufzeitkurve der direkten Welle sowie das Schneiden der $t_d(x)$-Kurve durch die $t_g(x)$-Kurve[8].

Entsprechend komplizierter sind die Verhältnisse, wenn die Grenzschichten nicht mehr parallel zur Oberfläche verlaufen, mehrere Reflektoren vorhanden sind, etc., so daß das von einem Seismometer erfaßte Summensignal je nach Gegebenheiten ausgesprochen komplex wird, wie sich im folgenden Abschnitt zeigt.

4.5 Wege seismischer Wellen durch die Erde

Während die bislang behandelten Punkte für sich genommen jeweils verhältnismäßig einfach und nachvollziehbar waren, ergibt sich beim Betrachten eines Seismogrammes ein deutlich komplexeres Bild. Eine für sich betrachtet nur kurze, wenige Sekunden dauernde Anregung, wie sie durch das Brechen von unter Spannung stehenden Gesteinen erzeugt wird, resultiert in einem weit auseinandergezogenen Signal, das ein großes Maß an Komplexität besitzt, wie exemplarisch Abbildung 4.10 zeigt.

[8]Im vorliegenden Falle wurden $v_1 = 1$ und $v_2 = 2$ gesetzt.

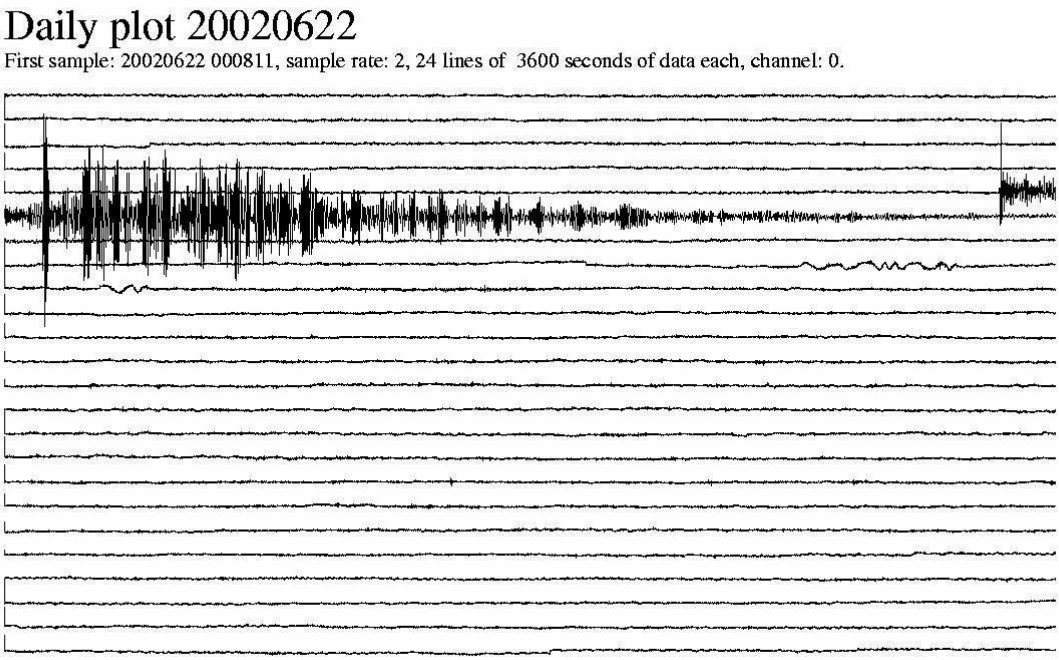


Abbildung 4.10: Teheran, 22. Juni 2002, Richter-Skala: 6.3

Dargestellt sind Meßdaten, die mit dem in Abschnitt 7 vorgestellten Lehman-Seismometer am 22. Juni 2002 gewonnen wurden und die Auswirkungen eines Bebens der Stärke 6.3 auf der Richter Skala, das sich in Teheran ereignete, darstellen. Jede Zeile dieses Plots umfaßt einen Zeitraum von einer Stunde, d.h. die Meßdaten, welche ihre direkte Ursache in dem genannten Erdbeben in Teheran besitzen, verlaufen über eine Periode von über einer Stunde – eine wenige Sekunden dauernde Anregung resultierte also in einem Seismogramm, dessen Länge ein Vielfaches hiervon beträgt.

Woher diese Streckung rührt, ist nach den vorangegangenen Ausführungen naheliegend: Auf ihrem Weg entlang der Erdoberfläche und durch die Erde hindurch nehmen die seismischen Wellen eine Vielzahl verschiedener Wege, werden reflektiert, refraktiert, erfahren Umwandlungen von Kompressions- zu Scherwellen, usf. Diese Effekte überlagern sich zu einem komplexen Summensignal, das an einer Meßstation aufgenommen und registriert wird.

Wie in Abbildung 4.11 (nicht maßstäblich) zu sehen ist, spielen für eine grobe Betrachtung der Wege, die seismische Wellen durch die Erde nehmen, im wesentlichen nur wenige zentrale Strukturen eine Rolle: Zunächst die eigentliche Erdoberfläche, die nur wenige 10km in die Tiefe reicht und auf der eher flüssigen Asthenosphäre aufliegt. Hiervon wiederum eingeschlossen

ist der Erdkern, der sich aus einem flüssigen äußeren Kern sowie einem festen inneren Erdkern zusammensetzt.

Es ist allgemein üblich, den Komponenten eines solchen Seismogrammes, den Wellen, die einen bestimmten Weg durch diese Erdstrukturen genommen haben, Namen zuzuweisen, aus welchen dieser Weg eindeutig hervorgeht, so daß einzelne Komponenten des gesamten Seismogrammes eindeutig identifiziert werden können. Hierbei hat sich eine Reihe von abkürzenden Buchstaben durchgesetzt, von denen ein jeder für ein Ereignis, dem eine Welle auf ihrem Weg unterworfen ist, steht. Die wichtigsten hiervon sind (siehe [21][S.203ff.] für eine eingehendere Beschreibung):

P und p: Diese beiden Buchstaben bezeichnen Kompressionswellen, die vom Ort ihrer Entstehung ursprünglich nach unten beziehungsweise nach oben laufen. Ein einfach mit P bezeichneter Signalanteil entspricht also der vom Epizentrum ausgehenden, nach unten gerichteten, direkten Kompressionswelle, während p entsprechend die nach oben laufende P-Welle bezeichnet. Wird eine Kompressionswelle ein- oder mehrfach von einer Reflexionsschicht zurückreflektiert, wird für jede Reflektion ein weiteres P notiert.

S und s: Entsprechend zu P und p bezeichnen S und s Scherwellen, wobei jedoch S die nach oben verlaufende Welle bezeichnet und s umgekehrt die nach unten gerichtete. Für reflektierte Scherwellen gilt bezüglich ihrer Bezeichnung das zu Kompressionswellen analoge.

c: Wird eine Welle – gleichgültig, ob Kompressions- oder Scherwelle – von der Grenzschicht zum äußeren (flüssigen) Erdkern zurückreflektiert, wird dies durch ein c kenntlich gemacht. PcP bezeichnet also eine ursprünglich vom Epizentrum nach unten laufende Kompressionswelle, die vom äußeren Erdkern reflektiert wird und nun nach oben läuft.

K: Wird eine Kompressionswelle nicht an der Grenzschicht zum äußeren Erdkern reflektiert sondern durchläuft diesen äußeren Kernbereich, wird dies durch den Buchstaben K bezeichnet. PKP ist also eine ursprünglich abwärtsgerichtete Kompressionswelle, welche durch den äußeren Erdkern lief und sich von dort aus weiter als Kompressionswelle ausgebreitet hat. Da der äußere Erdkern flüssig ist, können sich hier übrigens keine Scherwellen ausbreiten, so daß der Fall K ausschließlich bei Kompressionswellen auftreten kann.

i: Wird eine Kompressionswelle an der Grenzschicht zum inneren (festen) Erdkern reflektiert, steht hierfür ein i. Als Beispiel diene eine durch PKiKP bezeichnete Welle: Hierbei handelt es sich um eine (wiederum

ursprünglich vom Entstehungsort nach unten laufende) Kompressionswelle, die durch den äußeren (flüssigen) Erdkern lief, an der Grenzfläche zwischen äußerem und innerem Kern reflektiert wurde, wieder durch den äußeren Kern lief, um von dort aus als Kompressionswelle weiterzulaufen.

I: Entsprechend bezeichnet I eine Kompressionswelle, welche den inneren, festen Erdkern durchquert hat.

J: Durchquert eine Scherwelle den inneren Erdkern, wird dieser Durchgang mit J bezeichnet[9].

Abbildung 4.11 zeigt exemplarisch einige der genannten Wellen mit ihren zugehörigen Bezeichnungen[10]. Da die Laufzeit eines Signales, das unter Umständen die gesamte Erde (mehrfach) durchläuft, aufgrund der verhältnismäßig geringen Ausbreitungsgeschwindigkeit recht hoch ist, wird verständlich, wie ein im Grunde kurzes Ereignis, wie ein Erdbeben, in einem entfernt aufgenommenen Seismogramm lange andauernde Wellen zur Folge haben kann.

Besonders deutlich wird die mit steigender Entfernung des Erdbebenherdes vom Aufzeichnungsort wachsende Komplexität und Dauer der in einem Seismogramm wiedergegebenen Wellen anhand der Abbildungen 4.12 und 4.13, wobei beide Abbildungen den selben zeitlichen Umfang von einer Stunde wiedergeben.

Die erste dieser Abbildungen zeigt das Seismogramm eines Erdbebens der Stärke 4.9 auf der Richter Skala, das am 22. Juli 2002 in Aachen, d.h. in nur wenigen hundert Kilometern Entfernung zur aufzeichnenden Stations stattfand. Deutlich zu erkennen ist, daß die messbaren Wellen nach nur wenigen Minuten abgeklungen sind, während das in Abbildung 4.13 dargestellte Ereignis, das seinen Ursprung in Russland, d.h. einige 1000 Kilometer entfernt von der Meßstation hatte, auf über eine halbe Stunde Dauer gestreckt wurde.

Darüberhinaus sind in diesem zweiten Seismogramm gut die Einsatzzeitpunkte verschiedener Wellentypen zu erkennen, während diese bei dem

[9] Eine Scherwelle kann, da sie den flüssigen, äußeren Erdkern nicht durchdringen kann, nur an der Grenzfläche zwischen äußerem und innerem Erdkern durch Umwandlung einer Kompressionswelle entstehen. Entsprechend muß sie im Moment des Austretens aus dem inneren Kern wieder in eine Kompressionswelle umgewandelt werden, um den äußeren Erdkern durchdringen zu können.

[10] Die Krümmung der Wellenpfade außerhalb des Erdkernes beruht auf der Tatsache, daß der Brechungsindex des Erdmaterials mit zunehmender Tiefe ansteigt. Im Gegensatz hierzu ist der Brechungsindex des Erdkernes mehr oder minder konstant, so daß ihn durchquerende Wellen keinem gekrümmten Weg folgen.

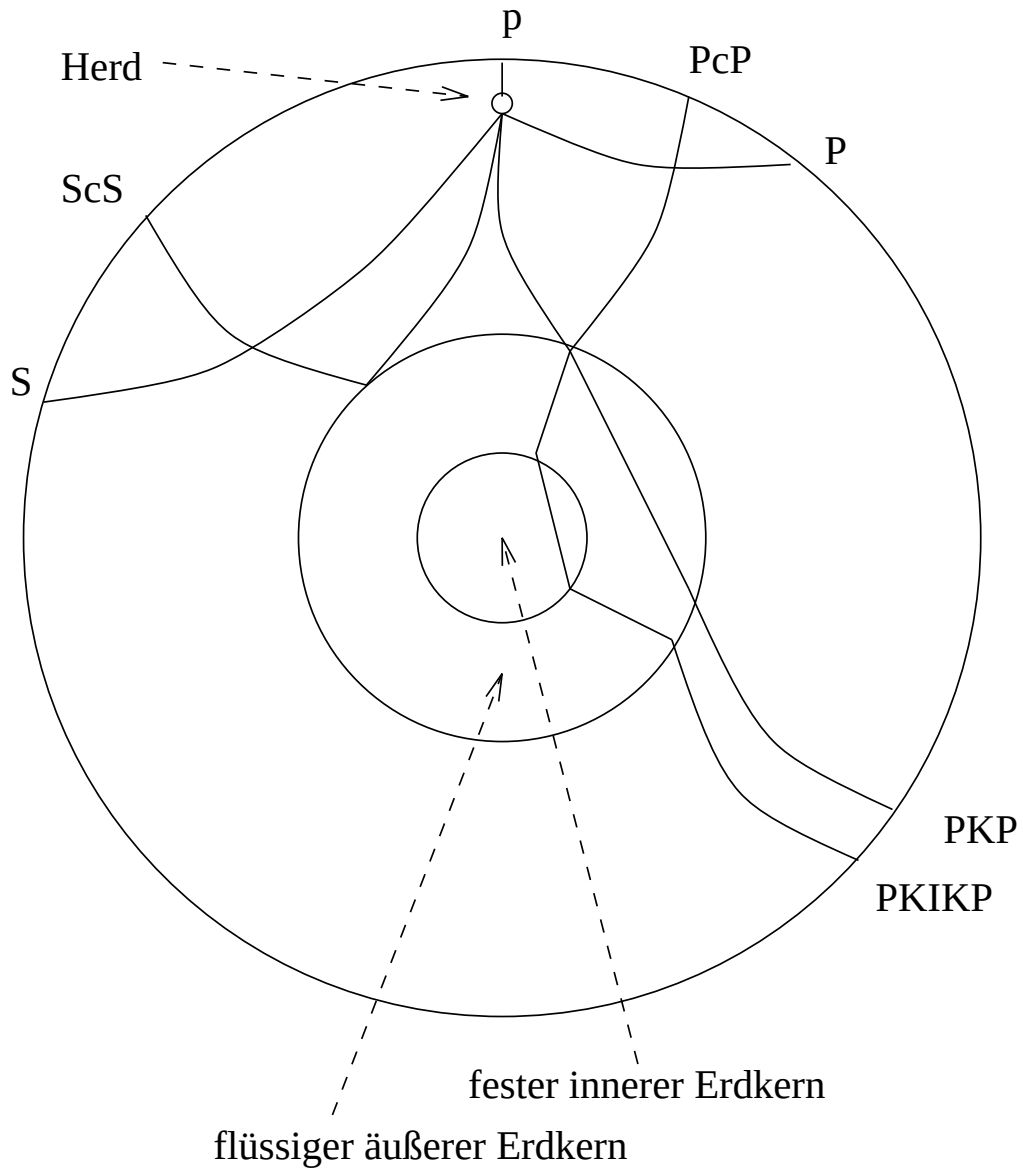


Abbildung 4.11: Beispiele einiger Wellen, welche die Erde auf unterschiedlichen Pfaden durchqueren

Aachen-Ereignis so eng gedrängt sind, daß sie ohne zusätzliche Maßnahmen nicht voneinander zu unterscheiden sind.

4.5.1 Der flüssige äußere und feste innere Erdkern

Die Entwicklung des in Abbildung 4.11 dargestellten Dreischalenmodells ist in erster Linie auf die dänische Geophysikern Inge Lehmann[11] zurückzuführen, vor deren 1936 veröffentlichter bahnbrechender Arbeit mit dem wohl kürzesten Titel in der Wissenschaftsgeschichte, *P'*, das Modell des Erdaufbaus nur einen einfachen Erdkern (siehe Abbildung 4.14) aufwies.

[11] Inge Lehmann: 1888 – 1993

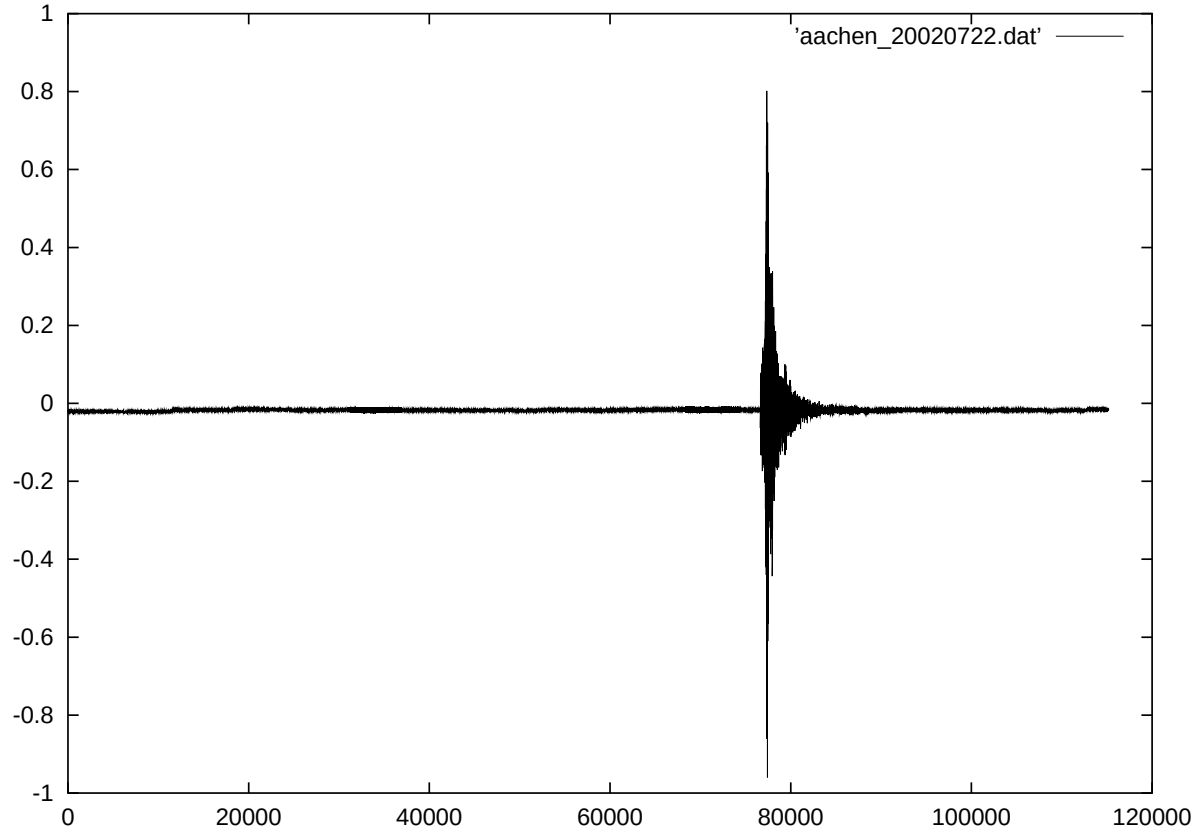


Abbildung 4.12: Aachen, 22. Juli 2002, Richter-Skala: 4.9

Dieses Modell beruhte auf der Beobachtung, daß sich bei einem Erdbeben, wie dem dargestellten, sogenannte Schattenzonen ausbilden, innerhalb derer keine Aufzeichnungen seismischer Wellen möglich ist, da durch die Linsenwirkung des Erdkerns, welche darauf beruht, daß sich P-Wellen innerhalb dieses Kernes langsamer als innerhalb des Erdmantels ausbreiten, eine Ablenkung der Wellen erfolgt.

In akribischer Kleinarbeit gelang es allerdings Inge Lehmann, nachzuweisen, daß auch in diesen vermeintlichen Schattenzonen P-Wellen auftraten, welche fast vollständig von normaler Mikroseismik überdeckt wurden, die das einfache Zweischalenmodell nicht zu erklären im Stande war. Entsprechend postulierte sie das Vorhandensein eines weiteren, sogenannten *inneren Erdkernes*, der als Streulinse wirksam werden sollte, um diese P-Wellen zu erklären (siehe Abbildung 4.15). Hierfür muß jedoch die Wellengeschwindigkeit des inneren Erdkerns über der des äußeren Erdkernes liegen, um die Streuwirkung hervorrufen zu können, was in der Folge dazu führte, daß dieser innere Erdkern als fester Kern postuliert wurde.

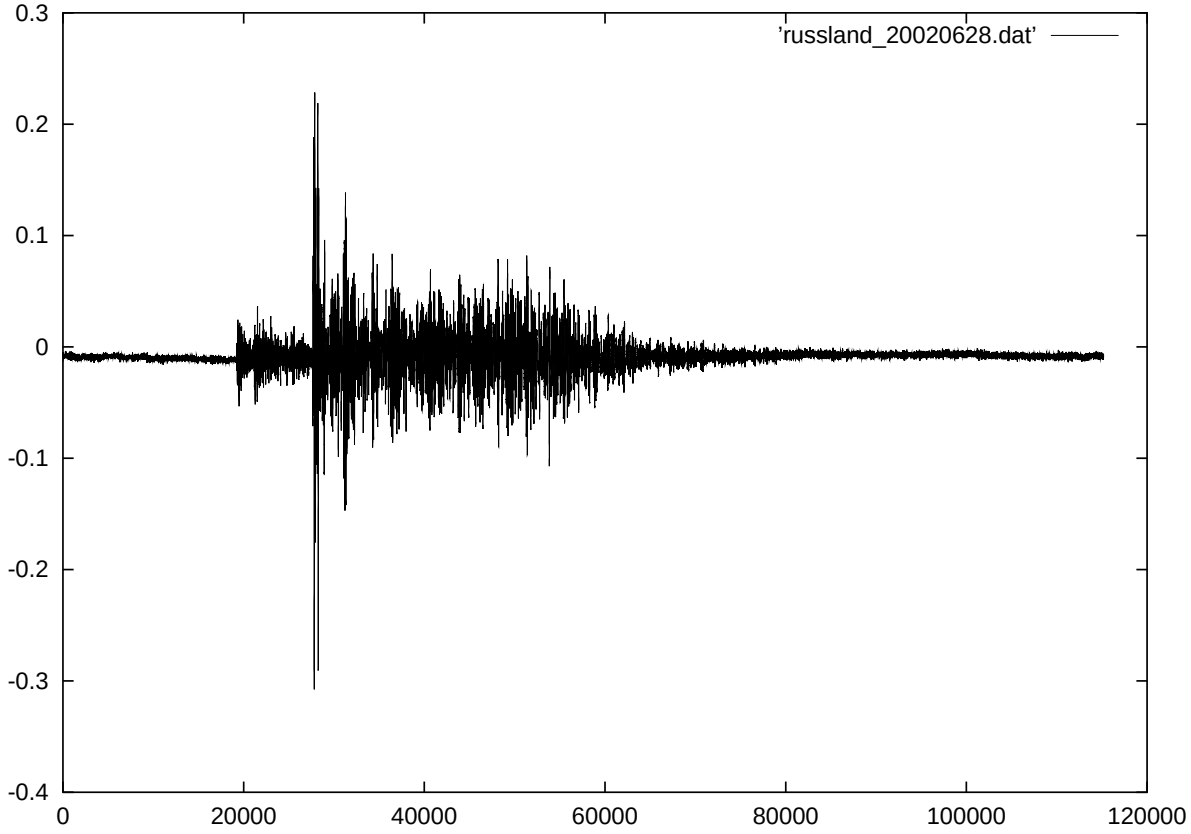


Abbildung 4.13: Russland, 28. Juni 2002, Richter-Skala: 7.3

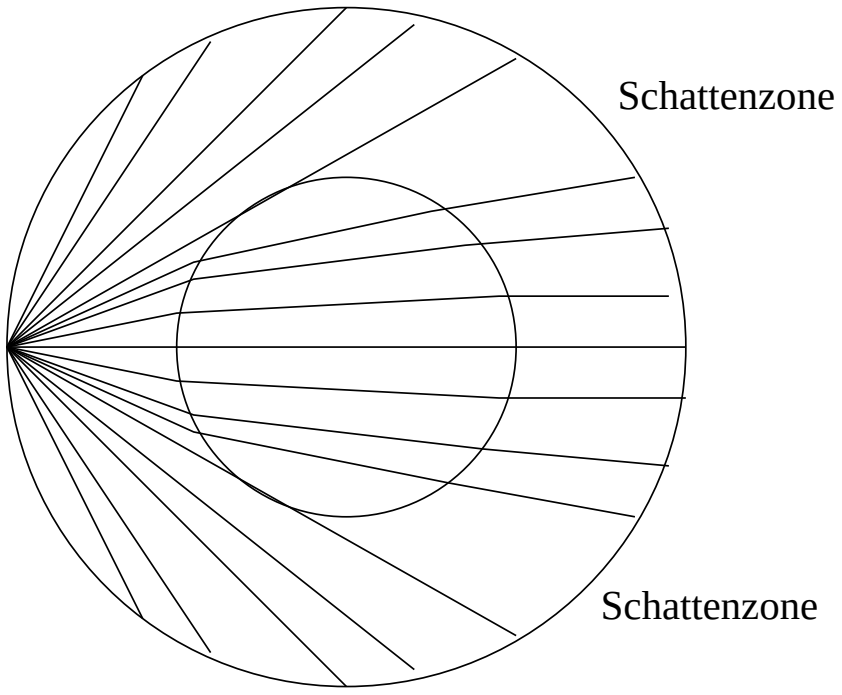


Abbildung 4.14: Das Zweischalenerdmodell

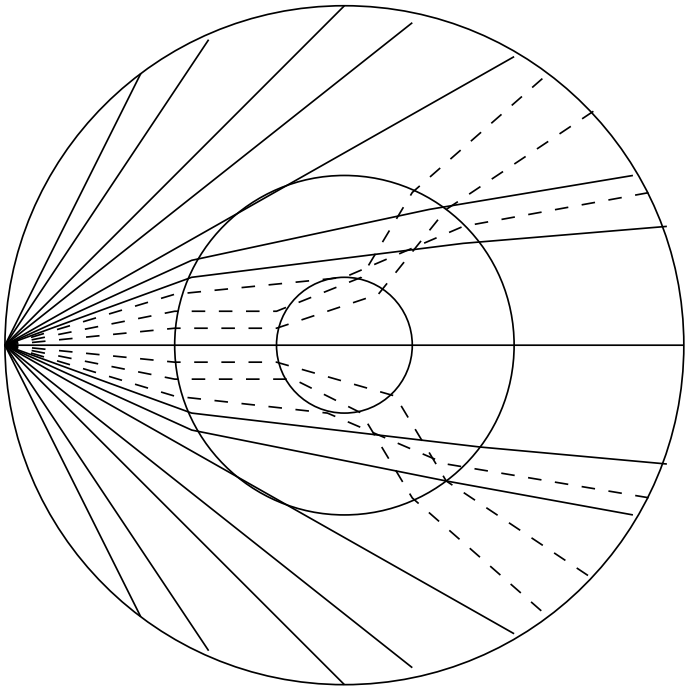


Abbildung 4.15: Das Dreischalenerdmodell

Frequenz (Hz)	Wellenlänge (m)	Wellenzüge pro 2km	Dämpfung (dB)
10	300	6.7	3
20	150	13.3	7
40	75	26.7	13
80	37.5	53.3	27

Tabelle 4.2: Abschwächung verschiedener Frequenzen

4.6 Die Erde als Tiefpaßfilter

Betrachtet man Abbildung 4.10 oder ein anderes Seismogramm eines teleseismischen Ereignisses, so fällt auf, daß die gemessenen Signalanteile in der Regel sehr niederfrequent sind, was seine Ursache nicht zuletzt in der Wirkung der Erde als Tiefpaßfilter hat.

Durchlaufen seismische Wellen die Erde, so werden sie einer Tiefpaßfilterung unterworfen, d.h. die verschiedenen Signalanteile werden – abhängig von ihrer Frequenz – unterschiedlich stark gedämpft, wobei die Dämpfung mit steigender Frequenz zunimmt, während niederfrequente Signalbereiche weniger abgeschwächt werden. Diese Filterwirkung hängt von der Wegstrecke ab, welche das Signal durchläuft, wie in Tabelle 4.2 (nach [29][S.19]) zu erkennen ist, in welcher die durchschnittliche Dämpfung verschiedener Signalanteile in Abhängigkeit von ihrer Frequenz, bezogen auf eine Weglänge von 2km, aufgelistet wird.

Diese Tiefpaßfilterwirkung setzt sich im wesentlichen aus zwei Effekten zusammen: Einerseits beruht sie auf der Umwandlung von in den Wellen enthaltener Energie in Bewegungsenergie von Partikeln des durchlaufenen Mediums, welche durch die Welle zu Schwingungen angeregt werden. Hierdurch wird den einzelnen Wellenanteilen Energie entzogen, wodurch sich ihre Amplitude verringert. Da dieser Energieverlust von der Anzahl an Vollwellendurchgängen durch das Ausbreitungsmedium abhängt, steigt er mit steigender Frequenz des Signales entsprechend an.

Neben dieser Form der Absorption spielen auch Effekte eine Rolle bei der Dämpfung hoher Frequenzen, die auf der Bildung von Mischsignalen beruhen, die aus der Überlagerung des Ursprungssignales mit kleinen Echosignalen resultieren, wie sie an Übergängen innerhalb des Mediums auftreten, bei denen eine Dichteänderung eintritt, was letztlich zu einer Auslöschung durch Interferenz führt, die ebenfalls bei steigenden Frequenzen stärkere Auswirkungen zeigt.

Alles in allem sinkt also die Frequenz der in einem seismischen Meßsignal enthaltenen Frequenzanteile mit steigender Entfernung zwischen Ereignis- und Meßort aufgrund der Tiefpaßfiltereigenschaft des Übertragungsmediums, so daß teleseismische Ereignisse mit Instrumenten, deren maximale Empfindlichkeit bei verhältnismäßig hohen Frequenzen liegt, wie dies beispielsweise bei Geophonen (siehe Abschnitt 12) der Fall ist, nicht, oder nur sehr schwach wahrgenommen werden, während nahe Ereignisse gut aufgelöst werden können, da hier noch eine Vielzahl hochfrequenter Anteile des Meßsignales erhalten sind.

4.7 Ortsbestimmung seismischer Ereignisse

Nach Aufzeichnung eines Seismogrammes stellt sich naturgemäß sehr schnell die Frage, wo das ursächliche Beben stattgefunden hat – die einfachste Methode hierzu ist ein Blick auf die Seiten des National Earthquake Information Center (NEIC) der U.S. Geological Survey, die unter `http://neic.usgs.gov/neis/bulletin/bulletin.html` zu finden sind. Hier werden mehr oder minder automatisch und zeitnah Informationen zu aktuellen Erdbeben mit Parametersätzen und teilweise auch Seismogrammen gesammelt und kostenlos zur Verfügung gestellt, so daß in der Regel eine Zuordnung eines selbst gemessenen Bebens zu einem hier veröffentlichten Ereignis allein aufgrund des Einsatzzeitpunktes der ersten klar ersichtlichen Wellenfront im Seismogramm möglich ist.

Die Zeit, zu der sich ein Erdbeben ereignet, die sogenannte *Herdzeit*, wird in UTC (Universal Coordinated Time) angegeben, die von der deut-

Bezeichnung	Entfernung
Lokale Entfernung	$\Delta \leq 1^\circ$
Regionale Entfernung	$1^\circ \leq \Delta \leq 13^\circ$
Upper-Mantle Entfernung	$13^\circ \leq \Delta \leq 30^\circ$
Teleseismische Entfernungen	$\Delta \geq 30^\circ$

Tabelle 4.3: Entfernungseinteilung

schen Zeit im Winter um -1h, im Sommer entsprechend um -2h abweicht. Zu berücksichtigen ist natürlich bei einem Vergleich der NEIC-Daten mit eigenen Meßwerten, daß die seismischen Wellen einen mehr oder minder weiten Weg zurückgelegt haben und mit entsprechender Verzögerung registriert wurden, während bei NEIC die wirkliche Herdzeit angegeben ist.

So praktisch diese Methode der Herdpositionsbestimmung ist, so unsportlich ist sie zugleich – in gewissem Rahmen ist nämlich auch mit nur einer einzigen Meßstation eine zumindest grobe Bestimmung der Position eines Erdbebenherdes möglich, wie die folgenden Abschnitte zeigen.

Charakterisiert wird die Position eines Erdbebens zum einen durch die *Herdtiefe*, welche die Tiefe des eigentlichen Erdbebenherdes, gemessen von der direkt hierüber liegenden Erdoberfläche (dem *Epizentrum*) angibt. Allgemein gilt, daß ein Beben mit zunehmender Herdtiefe weniger Zerstörungen an der Erdoberfläche nach sich zieht.

Zum anderen ist die sogenannte *Epizentralentfernung*, d.h. die Entfernung zwischen dem Epizentrum und der jeweiligen Meßstation von Interesse. Diese kann in Kilometern angegeben werden, wird jedoch meist in Graden gemessen. Da der Erdumfang ca. 40000km beträgt, entspricht eine Epizentralentfernung von $\Delta = 1^\circ$ einer Entfernung von etwa 111km[12]. Nach [21][S.293] werden für die Epizentralentfernung Δ (in Graden) die in Tabelle 4.3 angegebenen Entfernungsbereiche unterschieden.

Aufgrund der unterschiedlichen, aber dennoch verhältnismäßig konstanten Geschwindigkeiten v_p und v_s kann die Zeitdifferenz zwischen den beiden Einsatzzeitpunkten dieser Wellenfronten in einem Seismogramm zu einer groben Bestimmung der Epizentralentfernung herangezogen werden, wie Abbildung 4.16 anhand eines stark vereinfachten Laufzeitdiagrammes, das lediglich Kompressions- und Scherwellen exemplarisch berücksichtigt, beispielhaft zeigt.

[12] Aufgrund der abgeplatteten Form der Erde, die sich in einem Äquatorialumfang von 40075.036km und einer Länge des 0-ten Längengrades von 40007.881km ausdrückt (siehe `http://www.koordinaten.de/online/erde.shtml`), ist eine Umrechnung der Epizentralentfernung von Grad in Kilometer und umgekehrt nicht ganz trivial, so daß zumeist der äquatoriale Umfang als Grundlage für die Berechnung herangezogen wird.

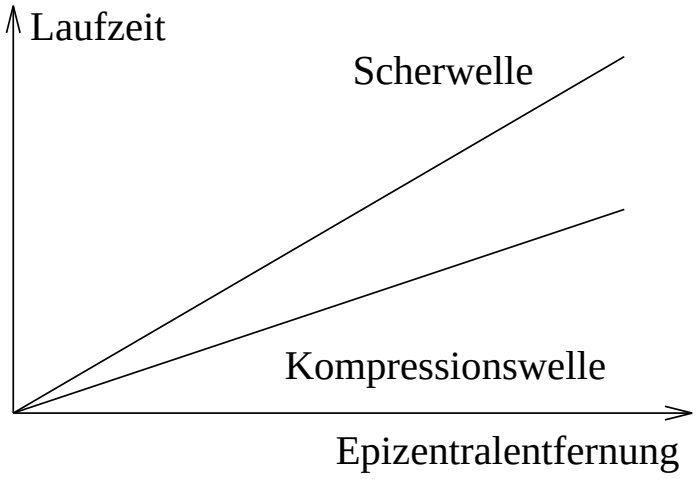


Abbildung 4.16: Einfaches Laufzeitdiagramm

Anhand eines solchen Laufzeitdiagrammes kann aus gemessenen Zeitdifferenzen, die zwischen dem Eintreffen verschiedener (hier P- und S-Wellen) Wellentypen liegen, schnell und verhältnismäßig genau die Epizentralentfernung bestimmt werden. Für eine überschlägige Bestimmung läßt sich folgende Überlegung anstellen:

Nach Gleichung (4.4) in Abschnitt 4.3.3 gilt für das Verhältnis der Ausbreitungsgeschwindigkeiten

$$\frac{v_p}{v_s} \approx \sqrt{3} \approx 1.7,$$

Mit den Eintreffzeitpunkten $t_p = \frac{D}{v_p}$ beziehungsweise $t_s = \frac{D}{v_s}$ für die Kompressions- resp. Scherwelle bei einer Epizentralentfernung D (in Kilometern) ergibt sich zunächst

$$\Delta t = t_s - t_p = \frac{D}{v_s} - \frac{D}{v_p} = \frac{v_p D - v_s D}{v_s v_p},$$

d.h. mit obigem Verhältnis gilt für D in Kilometern etwa

$$D = \frac{\Delta t v_p v_s}{v_p - v_s} \approx \Delta t \frac{1.7 v_s}{0.7} \approx 8\Delta t.$$

Kann anhand eines Seismogrammes also die Zeitdifferenz Δt zwischen dem Eintreffen der Kompressions- und der Scherwelle in Sekunden bestimmt werden, ergibt sich als grobe Schätzung die Epizentralentfernung D in Kilometern nach

$$D \approx 8\Delta t.$$

Stehen Meßdaten mehrerer Stationen zur Verfügung, kann mit Hilfe dieser einfachen Abschätzung durch Zeichnen entsprechender Umkreise um

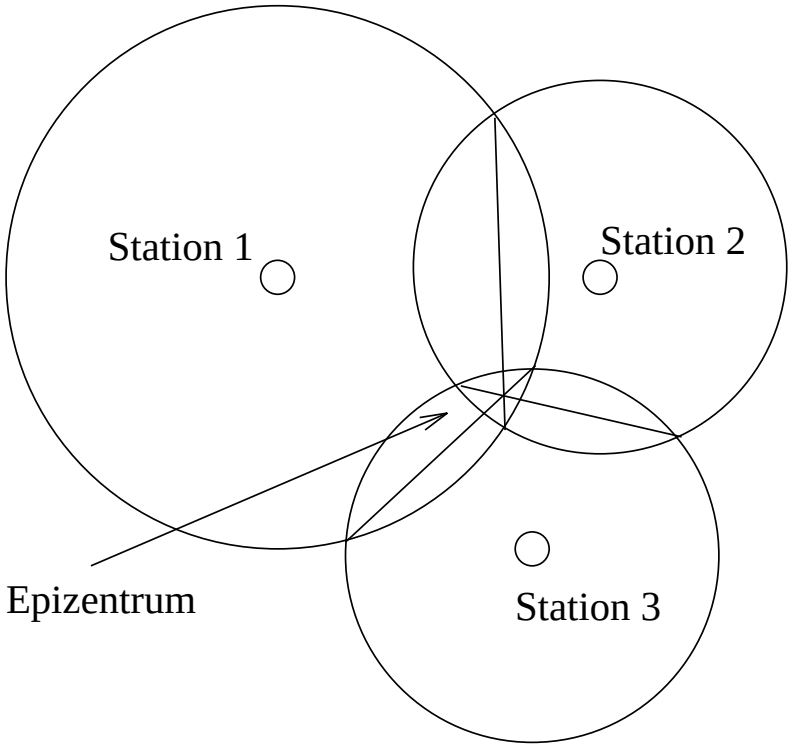


Abbildung 4.17: Bestimmung des Epizentrums mit den Daten mehrerer Meßstationen

die jeweiligen Stationen das Epizentrum des Ereignisses verhältnismäßig schnell in erster Näherung bestimmt werden, wie Abbildung 4.17 zeigt.

Für eine genaue Bestimmung der Epizentralentfernung ist dieses Verfahren jedoch nicht geeignet, so daß letztlich in der Mehrzahl aller Fälle auf detaillierte Laufzeitdiagramme zurückgegriffen werden muß, mit deren Hilfe jedoch nicht nur D beziehungsweise Δ bestimmt werden können, sondern darüberhinaus auch eine Zuordnung komplexerer Wellen zu einzelnen Ereignissen eines Seismogrammes möglich ist.

Abbildung 4.18 zeigt ein solches Laufzeitdiagramm, das Laufzeitkurven einer Vielzahl unterschiedlicher Wellentypen enthält und [40][S.11] entnommen ist – neben den Laufzeiten von P und S finden sich hier auch PP, PS, PcP, PcS, etc. Kann anhand eines Seismogrammes also beispielsweise $\Delta t = t_s - t_p$ bestimmt werden, ergibt sich mit Hilfe dieses Wertes aus dem Diagrammes eine erste Näherung der Epizentralentfernung.

Gleichzeitig ergeben sich hieraus auch weitere Zeitdifferenzen, mit denen nun die restlichen Wellentypen innerhalb des Seismogrammes zugeordnet werden können (sofern Einsatzpunkte erkennbar sind).

Einen weiteren Hinweis auf die Position des Epizentrums eines Erdbebens können der Einfallswinkel sowie die Phasenlagen der seismischen Wellen liefern, wie sie sich mit Hilfe einer Dreikomponentenregistrierung bestimmen lassen – hierfür sei jedoch auch [21][S.217ff.] verwiesen.

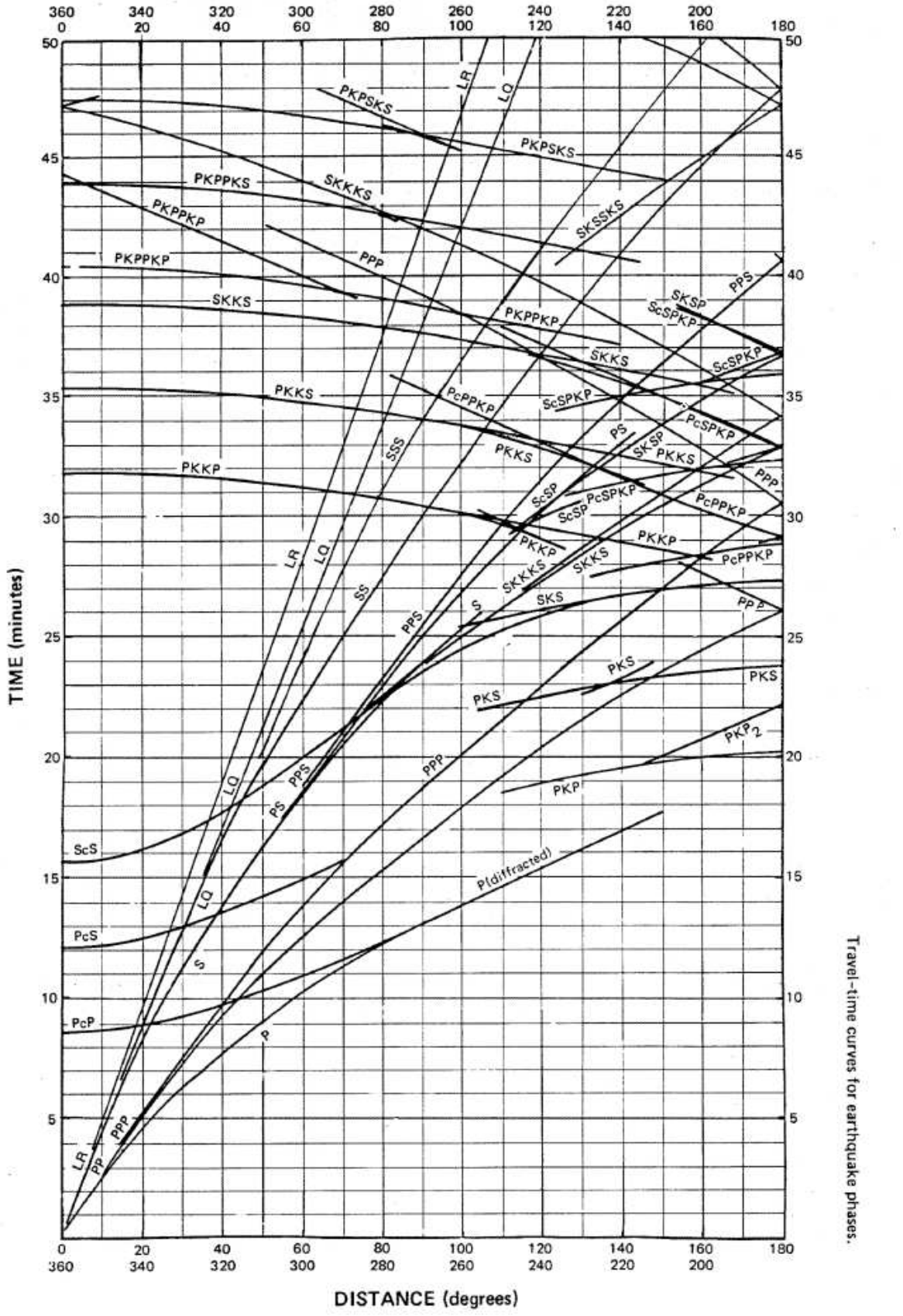


Abbildung 4.18: Laufzeitkurven für seismische Wellen (mit freundlicher Genehmigung von William Kaufmann)

4.8 Die Stärke von Erdbeben

Die folgenden Abschnitte behandeln eine Reihe der verbreitetsten und gängigsten Verfahren, um seismische Ereignisse hinsichtlich ihrer *Intensität* beziehungsweise ihrer *Magnitude* klassifizieren zu können. Beide Begriffe beschreiben vollkommen unterschiedliche Eigenschaften eines Erdbebens: Die Intensität ist ein Maß für die *Auswirkungen*, welche die seismischen Wellen an der Erdoberfläche nach sich ziehen, während die Magnitude ein Maß für die maximale Amplitude zumeist einiger bestimmter Wellenanteile eines seismischen Ereignisses darstellt.

Hieraus resultiert jedoch sofort ein nicht zu vernachlässigender Nachteil aller Magnitudenverfahren: Da die Bestimmung einer Magnitude stets von der Messung der maximalen Amplitude (meist einer bestimmten Wellenart bei vorgegebener Periodendauer T) abhängig ist, können eine Vielzahl externer Einflüsse zu Schwierigkeiten bei der Magnitudenbestimmung führen, da die gemessenen Amplituden von Parametern wie der Herdentfernung S, der Herdtiefe h_0, der Tiefenstruktur, d.h. der Schichtung innerhalb der Erde, etc. und nicht zuletzt von den Eigenschaften der zur Anwendung gelangenden Meßsysteme abhängen.

4.8.1 Die Mercalli-Skala

Die wohl verbreitetste Skala zur Bemessung der Auswirkungen eines Erdbebens an einem Beobachtungsort ist die sogenannte Mercalli-Skala, die in Tabelle 4.4 nach [7][S.209ff.] wiedergegeben ist. Wie leicht zu erkennen ist, handelt es sich hierbei um eine stark subjektive Skala, bei deren Anwendung nicht nur die Bodenstruktur des Beobachtungsortes, sondern auch die baulichen Gegebenheiten an der Erdoberfläche eine entscheidende Rolle spielen. Auch ist die Unterteilung zwischen den einzelnen Intenstiätsstufen der Mercalli-Skala nicht in einem Maße eindeutig, daß in jedem Fall eine unzweideutige Zuordnung der Auswirkungen eines Erdbebens an einem Beobachtungsort möglich ist.

Ein weiterer schwerwiegender, allgemeiner Nachteil solcher Intensitätsskalen ist der Sachverhalt, daß die Gesamtseismizität einer Gegend stark von ihrer Besiedelung abhängig wird, da die beispielsweise in Tabelle 4.4 angeführten Klassifikationsereignisse bei fehlender baulicher Struktur nicht anwendbar sind.

Tabelle 4.4: Die Mercalli-Skala

Mercalli-Intensität	$\overline{v}$ in $\frac{m}{s}$	$\overline{a}$ in g	Beschreibung
	–	–	
1	–	–	Unter normalen Umsänden nicht spürbar.
2	–	–	Von Personen in Bewegung nicht wahrnehmbar. Am ehesten in den oberen Stockwerken hoher Gebäude zu spüren. Pendelnd aufgehängte Gegenstände (Lüster, etc.) können in leichte Schwingungen versetzt werden.
3	–	–	In Häusern spürbar, jedoch nicht immer als Erdbeben erkannt.
4	$0.01 \ldots 0.02$	$0.015 \ldots 0.02$	Tagsüber innerhalb von Gebäuden von vielen wahrgenommen. Außerhalb von einigen. Einrichtungsgegenstände klappern/knarren. Stehende Fahrzeuge schaukeln deutlich sichtbar. Nachts wachen einige Personen auf.
5	$0.02 \ldots 0.05$	$0.03 \ldots 0.04$	Wird von der Mehrheit wahrgenommen. Einige Glasgegenstände zerbrechen. Putz kann abblättern.
6	$0.05 \ldots 0.08$	$0.06 \ldots 0.07$	Wird von allen wahrgenommen, viele Personen laufen ins Freie. Einige schwerere Möbelstücke werden bewegt. Leichte Beschädigungen.
7	$0.08 \ldots 0.12$	$0.1 \ldots 0.15$	Leichte bis mäßige Schäden an herkömmlichen Bauwerken. Minimale Schäden an erdbebensicheren Bauten. Kamine fallen in sich zusammen. Wird auch von Autofahrern wahrgenommen.
8	$0.2 \ldots 0.3$	$0.25 \ldots 0.3$	Beträchtliche Schäden an normalen Gebäuden. Leichte Schäden an erdbebensicheren Bauten. Kamine,

Fortsetzung auf folgender Seite

Fortsetzung von vorangehender Seite			
Mercalli-Intensität	$\overline{v}$ in $\frac{m}{s}$ –	$\overline{a}$ in g –	Beschreibung
			Schornsteine, Säulen, Statuen, Mauern stürzen ein. Der Autoverkehr wird behindert. Veränderungen im Brunnenwasser.
9	$0.45 \ldots 0.55$	$0.5 \ldots 0.55$	Beträchtliche Schäden auch an erdbebensicheren Bauwerken. Große Schäden bis hin zum Einsturz an herkömmlichen Gebäuden. Sichtbare Risse im Boden. Unterirdische Rohrleitungen brechen.
10	> 0.6	> 0.6	Die Mehrzahl gemauerter Gebäude wird einschließlich Fundament zerstört. Eisenbahnschienen verbiegen sich. Der Boden reißt erheblich auf. Erdrutsche, aufsteigender Sand und Schlamm.
11	–	–	Nur wenige gemauerte Bauwerke bleiben stehen. Zerstörung von Brücken. Breite Bodenrisse.
12	–	–	Völlige Zerstörung. Die Erdbebenwellen sind an der Erdoberfläche sichtbar. Veränderungen der Topographie. Gegenstände werden in die Luft geschleudert.

Im Gegensatz zu dieser exemplarischen Intensitätsskala steht eine Reihe verschiedener Methoden zur Verfügung, mit deren Hilfe sogenannte *Magnituden* eines seismischen Ereignisses bestimmt werden können, die zumindest in gewissem Rahmen eine Vergleichbarkeit der Klassifizierung von Erdbeben zulassen.

4.8.2 Die Richter-Skala

Es wäre also wünschenswert, eine Methode zur Verfügung zu haben, mit welcher sich anhand gemessener Amplituden bestimmter Wellenanteile eines Erdbebens eine Aussage bezüglich der „Stärke“ eines solchen Ereignisses treffen läßt. Ein solches Verfahren sollte – abgesehen von unvermeidlichen Fehlern wie Meßungenauigkeiten, etc. – im Gegensatz zu einer Intensitätsskala, wie sie die zuvor beschriebene Mercalliskala darstellt, ein objektives Verfahren sein, das also nicht oder höchstens in geringem Maße von örtlichen Gegebenheiten des Beobachtungsortes, etc. abhängig ist.

Gerade in erdbebengefährdeten Gebieten, wie beispielsweise Südkalifornieren, ist das Interesse an einem Verfahren, um die Stärke von Erdbeben mit Hilfe eines mehr oder minder automatisierten Verfahrens klassifizieren zu können, naturgemäß verhältnismäßig hoch, so daß es nicht allzu sehr verwundert, daß eines der vermutlich bekanntesten Verfahren zur Magnitudenbestimmung seismischer Ereignisse seine Wurzeln in Südkalifornien besitzt.

Um die eher ungenauen Angaben und Abschätzungen, welche der im vorangegangenen Abschnitt dargestellten Mercalli-Skala zugrunde liegen, abzulösen, entwickelte Charles Richter[13] im Jahre 1935 am Caltech[14] eine neue Methode, um die Stärke (Magnitude) von Erdbeben angeben zu können – die aus diesem, im folgenden beschriebenen Verfahren resultierende Größenskala wird im allgemeinen als *Richter-Skala* bezeichnet.

Die Bestimmung der Magnitude eines Erdbebens nach der Richter-Skala beruht auf der Bestimmung der maximalen Amplitude, die mit Hilfe eines bestimmten Seismometertyps, welcher zum Zeitpunkt der Entwicklung der Methode weit verbreitet war, in einer bestimmten Entfernung vom Epizentrum des Bebens gemessen wurde.

Da Erdbeben in ihrer Größe, bezogen auf die maximale Amplitude der meßbaren Bodenbewegungen, einen ausgesprochen großen Wertebereich überstreichen, ist die Richter-Skala als logarithmische Skala angelegt, um mit Hilfe handlicher numerischer Werte Magnituden stark unterschiedlicher Größenordnungen repräsentieren zu können[15]. So entspricht beispielsweise einer Magnitudenvergrößerung um 1 eine Vergrößerung der gemessenen Amplitude um den Faktor 10.

Allgemein gilt für zwei Magnituden M_1 und M_2 zweier Erdbeben mit gemessenen maximalen Amplituden A_1 beziehungsweise A_2 unter der Voraussetzung, daß die Amplitudenbestimmungen nicht nur mit gleichartigen Instrumenten sondern auch in gleichem Abstand zum Epizentrum vorgenommen werden, folgende Beziehung:

$$M_1 - M_2 = \log_{10} A_1 - \log_{10} A_2. \tag{4.6}$$

Die Bestimmung der Magnitude eines seismischen Ereignisses nach Richters Verfahren setzt nun die Erfüllung einer ganzen Reihe von Vorbedingungen voraus:

[13] Charles Richter: 1900–1985

[14] California Institute for Technology

[15] Ein analoges Vorgehen findet sich beispielsweise in der Audiotechnik, in welcher Lautstärken in Dezibel angegeben werden, was seinen Grund ebenfalls in der Tatsache hat, daß Lautstärken Werte in einem ausgesprochen großen Bereich annehmen können. Hierbei entsprechen zwanzig dB einer Verzehnfachung eines Ausgangssignales, d.h. 100 dB entsprechen dem 10^5-fachen des ursprünglichen Signales, etc.

- Die Epizentralentfernung S der Meßstation beträgt $S = 100$km. Ist dies nicht gegeben, muß die auftretende Amplitudenabschwächung anhand empirisch ermittelter Tafeln und Beziehungen rechnerisch Berücksichtigung finden.

- Die Bestimmung der maximalen Amplitude A[16], die in μm gemessen wird, erfolgt mit Hilfe eines Wood-Anderson-Torsionsseismographen, der unter anderem eine Eigenperiode von 0.8s aufweist; hierbei handelt es sich also um ein kurzperiodisches Instrument. Kommen andere Seismometer zum Einsatz, sind deren unterschiedliche Grundparameter im Vergleich zu einem solchen Wood-Anderson-Instrument entsprechend zu berücksichtigen.

- Bezüglich der Spektren der im Rahmen von Erdbeben entstehenden Schwingungen wird vorausgesetzt, daß sie stets hinreichend ähnlich sind, um wirkliche Vergleichsmessungen zuzulassen, was im ursprünglich vorgesehenen Einsatzgebiet Südkalifornien aufgrund des geringen Gebietsumfanges automatisch gewährleistet ist. Soll also die Richtermagnitude eines Erdbebens, das nicht in Südkalifornien stattfand, bestimmt werden, sind also unter Umständen die von südkalifornischen Gegebenheiten abweichenden, unterschiedlichen Spektren der Meßsignale entsprechend zu berücksichtigen.

- Weiterhin ist das Verfahren aufgrund der seiner Entwicklung zugrundeliegenden Tiefenstruktur Südkaliforniens lediglich auf Erdbeben mit Herdtiefen h_0 im Bereich von 1km bis ca. 20km anwendbar.

Da die Magnitudenbestimmung nach Richter ursprünglich also auf die Beurteilung lokaler südkalifornischer Beben ausgerichtet war, wird die mit Hilfe dieses Verfahrens bestimmte Magnitude eines Erdbebens als M_l bezeichnet[17].

Nach Gleichung (4.6) definiert sich die Richtermagnitude M_l zu

$$M_l = \log_{10} A - \log_{10} A_0,$$

wobei A_0 der Amplitude (ebenfalls in μm) eines Ereignisses der Magnitude 0 entspricht. A_0 entspricht auf einem Wood-Anderson-Seismographen, der

[16]Zu beachten ist in diesem Zusammenhang, daß hier nicht die Spitze-Spitze-Amplitude eines Meßsignales erfaßt wird, sondern die maximale Auslenkung der trägen Masse des Meßsystems aus der Null-Lage heraus, d.h. quasi die Null-Spitze-Amplitude. Liegen zwei Horizontalkomponenten des Signales vor, wird deren Mittelwert zur Amplitudenbestimmung herangezogen.

[17]Local magnitude

sich in 100km Epizentralentfernung befindet, einer maximalen Amplitude von 1μm. Die Richter-Magnitude ist also (unter idealen Voraussetzungen, wie sie in obenstehender Auflistung angeführt sind, da anderenfalls, beispielsweise bei differierenden Epizentralentfernungen entsprechende Korrekturterme Berücksichtigung finden müssen) der 10-er Logarithmus der maximalen Amplitude der Erdbebenwellen in Mikrometern, gemessen in einem Abstand von 100km vom Erdbebenherd mit einem Wood-Anderson-Seismographen. Einem solchermaßen klassifizierten Beben mit einer Stärke von 5.0 auf der Richter-Skala ist also eine Auslenkung der seismischen Meßmasse am Meßort um $10^5\mu\text{m} = 10\text{cm}$ zugeordnet[18].

Mit Hilfe entsprechender Nomogramme läßt sich nun anhand der maximalen gemessenen Amplitude und der Epizentralentfernung, die sich näherungsweise aus der Zeitdifferenz zwischen dem Eintreffen der Kompressions- und Scherwellen ergibt, die Richter-Magnitude eines seismischen Ereignisses bestimmen. Eine entsprechende Abbildung findet sich beispielsweise in [7][S.57].

Aufgrund der Vielzahl genannter Nachteile, welche die Bestimmung der Magnitude eines Erdbebens nach Richter aufweist, wobei die Einschränkung auf lokale Ereignisse sowie die fehlende Einschränkung auf einen bestimmten Wellentyp (P, S, L, R), dessen maximale Amplitude bestimmt wird, am schwersten wiegen, wurden im Laufe der Zeit eine Reihe modifizierter und verbesserter Verfahren zur Festlegung und Bestimmung von Magnituden seismischer Ereignisse entwickelt, durch welche die Richter-Skala aus dem Forschungsbereich weitestgehend verdrängt wurde, obwohl sie nach wie vor weitreichende Anwendung in den Medien findet.

4.8.3 Die Oberflächenwellenmagnitude

Mit der Einführung der Oberflächenwellenmagnitude im Jahre 1936 durch Charles Richter und Beno Gutenberg wurde erstmals eine Magnitude definiert, mit deren Hilfe nichtlokale Ereignisse, wie bei der Richtermagnitude, sondern Fernbeben klassifiziert werden konnten. Zur Bestimmung der Oberflächenwellenmagnitude, die im allgemeinen kurz als M_s bezeichnet wird[19], wird die maximale Amplitude der Rayleighwellen mit einer Periode von $T = 20\text{s}$ herangezogen, es kommt also nur ein bestimmter Wellentyp zum Einsatz, während die Richtermagnitude keine solche Spezialisierung vorsieht.

Da M_s direkt von der Maximalamplitude der Rayleighwellen mit 0.05Hz abhängt, ermöglicht sie es auch, brauchbare Schätzungen der entstandenen

[18] Siehe [7][S.57ff.] beziehungsweise [8][S.72ff.].

[19] Surface wave magnitude

Schäden an der Erdoberfläche anzugeben (siehe Abschnitt 4.2). Im folgenden wird die gemessene Maximalamplitude der Rayleighwellen mit einer Periode von 20s als A_{20} bezeichnet. In die Berechnung von M_s fließt weiterhin die Entfernung S der Meßstation vom Epizentrum des Erdbebens ein, so daß sich nach [21][S.382] für M_s ergibt:

$$M_s = \log_{10} A_{20} + 1.66 \log_{10} S + 2. \tag{4.7}$$

Bezüglich der Herdtiefe h_0 ist die M_s auf Beben mit $h_0 \leq 60$km eingeschränkt, so daß für tiefer gelegene Ereignisse eine weitere Magnitude einführt werden muß. Eine weitere Schwierigkeit bei der Bestimmung von M_s liegt darin, daß bei Beben kleiner Stärke unter Umständen nur sehr kleine oder gar keine Rayleighwellen mit 20-sekündiger Periodendauer nachweisbar sind.

Neben der Oberflächenwellenmagnitude M_s finden sich manchmal auch Angaben der Magnituden M_{50} beziehungsweise M_{100}, die analog zu M_s nach Gleichung (4.7) bestimmt werden, wobei nun jedoch die maximale Amplitude der Oberflächenwellenanteile mit einer Periode von $T = 50$s beziehungsweise $T = 100$s herangezogen wird.

4.8.4 Die Raumwellenmagnitude

Grundlage für die Bestimmung der sogenannten *Raumwellenmagnitude*, kurz m_b[20], ist – wie bei der Bestimmung von M_s – die maximale Amplitude eines bestimmten Wellentyps – in diesem Fall wird die Maximalamplitude der Kompressionswellen des zu klassifizierenden seismischen Ereignisses für die Berechnung von m_b herangezogen. Die Periode der gemessenen Kompressionswellenanteile liegt hierbei bei ca. $T = 1$s, so daß verhältnismäßig einfache, kurzperiodische, schmalbandige Seismographen zum Einsatz gelangen können.

Hinsichtlich der Herdentfernung S der Meßstation ist die Bestimmung von m_b auf den Bereich $16° \leq S \leq 100°$ eingeschränkt, wobei die Gleichung zur Bestimmung von m_b bis auf komplexere Korrekturterme im wesentlichen Gleichung (4.7) entspricht (siehe [39][S.339]).

4.8.5 Allgemeine Magnitudengleichung

Zusammenfassend läßt sich für beliebige Magnituden seismischer Ereignisse, die von der Bestimmung der Maximalamplitude eines bestimmten Wel-

[20] Body wave magnitude

lentyps ausgehen, folgende Beziehung formulieren (siehe [39][S.82/S.339]):

$$M = \log_{10}\left(\frac{A}{T}\right) + \sigma(S, h_0) + \Sigma(\theta, \phi),$$

wobei A und T wie bereits zuvor die maximale Amplitude des gemessenen Signalanteiles beziehungsweise die Periode des Anteiles darstellen, während $\sigma()$ einen Korrekturterm für den Einfluß der Entfernung der Meßstation vom Bebenherd und $\Sigma()$ den Korrekturterm für die Einflüsse des Herdmechanismus darstellen. θ und ϕ sind hierbei die horizontalen beziehungsweise vertikalen Abstrahlwinkel des seismischen Ereignisses.

4.8.6 Das seismische Moment

Die in den vorangegangenen Abschnitten kurz dargestellten Magnituden sind sicherlich dazu geeignet, eine Möglichkeit zu schaffen, seismische Ereignisse miteinander zu vergleichen. Eine bessere Methode hierfür wäre jedoch, die freigesetzte Energie anzugeben, so daß Erdbeben auch auf einer absoluten Ebene vergleich- und kategorisierbar würden. Da die Herleitung der bei einem Erdbeben freigesetzten Energie verhältnismäßig komplex ist und den Rahmen dieses Abschnittes sprengen würden, werden nur die wesentlichen Eigenschaften des *seismischen Moments* beschrieben – eine detailliertere Herleitung findet sich beispielsweise in [21][S.383f.].

Die bei einem seismischen Ereignis freigesetzte Energie E läßt sich aus der Magnitude bestimmen, sofern eine Reihe zusätzlicher Parameter bekannt sind, wie sie im Prinzip auch in der allgemeinen Magnitudengleichung auftreten. Gutenberg und Richter waren empirisch in der Lage, entsprechende Korrekturfaktoren für die Bestimmung der freigesetzten Energie aus der Raumwellenmagnitude m_b beziehungsweise der Oberflächenwellenmagnitude M_s zu bestimmen:

$$\log E = 5.8 + 2.4 m_b \tag{4.8}$$

$$\log E = 11.8 + 1.5 M_s \tag{4.9}$$

Die Energiedifferenz zweier Ereignisse E_1 und E_2, deren Oberflächenwellenmagnituden sich um 1 unterscheiden, beträgt entsprechend Gleichung (4.9) $10^{1.5} \approx 31.6$, das heißt, von einer Magnitude zur nächsten verzweiunddreißigfacht sich die freigesetzte Energie in etwa! Wird die Raumwellenmagnitude m_b herangezogen, steigt die freigesetzte Energie pro Magnitudenstufe[21] um den Faktor $10^{2.4} \approx 251$.

[21] An diesem Beispiel wird auch deutlich, wie die beiden genannten Magnituden miteinander in Beziehung stehen.

Das seismische Moment M_0 bietet nun eine standardisierte Möglichkeit, die bei einem Erdbeben freigesetzte Energie zu spezifizieren und ist wie folgt definiert:

$$\log M_0 = 1.5 M_s + 16.1.$$

Bis auf einen leicht modifizierten additiven Term entspricht M_0 also Gleichung 4.9. Nach [7][S.78] ist das seismische Moment wie folgt definiert: Das seismische Moment ist *„als Produkt dreier Mengen definiert: der elastischen Festigkeit des Gesteins, dem Bereich, auf den die Kraft einwirkt, und der Sprunghöhe, die Folge eines schlagartigen Versatzes ist“*.

Kapitel 5

Die Messung seismischer Wellen

Zur Messung von Bodenbewegungen, wie sie unter anderem bei seismischen Ereignissen eintreten, exisitieren zwei grundlegende Meßprinzipien:

1. Meßgeräte, die auf der Schaffung eines virtuellen ruhenden Punktes – eines sogenannten Archimedischen Punktes – basieren, der im allgemeinen durch die Massenträgheit eines Pendels nachgebildet wird, sowie

2. Geräte, welche die Verschiebung zweier Geländemarken zueinander zu bestimmen erlauben (Dehnungsmeßinstrumente).

Instrumente des ersten Typs werden im allgemeinen als *Pendelseismometer* bezeichnet, während Anlagen des zweiten Typs unter dem Begriff der *Strainmeter* zusammengefasst werden. Beide Prinzipien haben ihre Vor- und Nachteile, wobei in der Mehrzahl der Fälle für die Implementation eines Hobby-Seismometers ein Instrument der ersten Klasse gewählt werden dürfte, so daß auf diesem Typ der Schwerpunkt in den folgenden Betrachtungen liegen wird.

Zunächst muß jedoch betrachtet werden, wie sich Signale als Summe einfacher Grundfunktionen darstellen lassen, da dies eine Voraussetzung für die korrekte Analog-Digital-Wandlung (siehe Abschnitt 6) sowie das Verständnis der Abbildungseigenschaften des Meßinstrumentes Seismometer darstellt.

Die folgenden Betrachtungen erheben keinerlei Anspruch auf Vollständigkeit, insbesondere werden für die angegebenen mathematischen Zusam-

menhänge keine Beweise angegeben, so daß für genauere Ausführungen zu diesem Themenkreis auf [41][Band II, S.363ff.], [42][S.146ff] beziehungsweise [33][S.422ff.] verwiesen sei. Ziel der Betrachtungen ist eine intuitive Darstellung der Fourier-Synthese und -Analyse, soweit deren Eigenschaften für die in den folgenden Abschnitten auftretenden Betrachtungen von Interesse sind.

5.1 Fourier-Synthese und -Analyse

Es läßt sich zeigen, daß eine beliebige periodische Funktion $f(x)$ als unendliche Summe von Sinus- beziehungsweise Cosinus-Termen einer bestimmten Gestalt geschrieben werden kann, was im allgemeinen als *Fouriersynthese*[1] bezeichnet wird. Auf den ersten Blick mutet diese Aussage ungewöhnlich an, da es schwer vorstellbar erscheint, daß sich wirklich beliebig geformte Funktionen (auch unter der Zusatzbedingung, periodisch zu sein) als Summen einfacher und regelmäßiger Funktionen wie Sinus und Cosinus schreiben lassen.

Ein Beispiel mag dies anhand einer angenäherten Rechteckfunktion verdeutlichen. Zunächst seien vier Sinusterme unterschiedlicher Frequenzen, $\sin(x)$, $\frac{1}{3}\sin(3x)$, $\frac{1}{2}\sin(5x)$ sowie $\frac{1}{7}\sin(7x)$, wie sie in Abbildung 5.1 dargestellt sind, gegeben.

Keine dieser vier einfachen Terme hat auch nur annähernd Ähnlichkeit mit einer Rechteckfunktion. Betrachtet man jedoch die Summe

$$f(x) = \sin(x) + \frac{1}{3}\sin(3x) + \frac{1}{2}\sin(5x) + \frac{1}{7}\sin(7x) \tag{5.1}$$

dieser Terme, so ergibt sich der in Abbildung 5.2 gezeigte Funktionsverlauf für $f(x)$. Offensichtlich gelingt hier durch die Summation von lediglich vier rein sinusbasierten Termen die Bildung einer Funktion, die einer Rechteckfunktion schon verhältnismäßig nahekommt. Durch Hinzunahme weiterer Sinusterme läßt sich die Form der Summenkurve letztlich beliebig gut einer Rechteckfunktion annähern.

Dieses Beispiel zeigt deutlich, daß es offensichtlich wirklich möglich ist, beliebige Funktionen, vorausgesetzt, sie verhalten sich periodisch[2], durch Summen von Sinus-/Cosinus-Termen zusammenzusetzen, d.h. zu synthetisieren.

[1] Nach Jean Baptiste Joseph Fourier, 1768 – 1830

[2] Im vorliegenden Fall ist die solchermaßen zusammengesetzte, angenäherte Rechteckfunktion insofern periodisch, als der in Abbildung 5.2 dargestellte Ausschnitt lediglich eine einzelne Periode darstellt, die sich außerhalb des Ausschnittes alle 2π wiederholt.

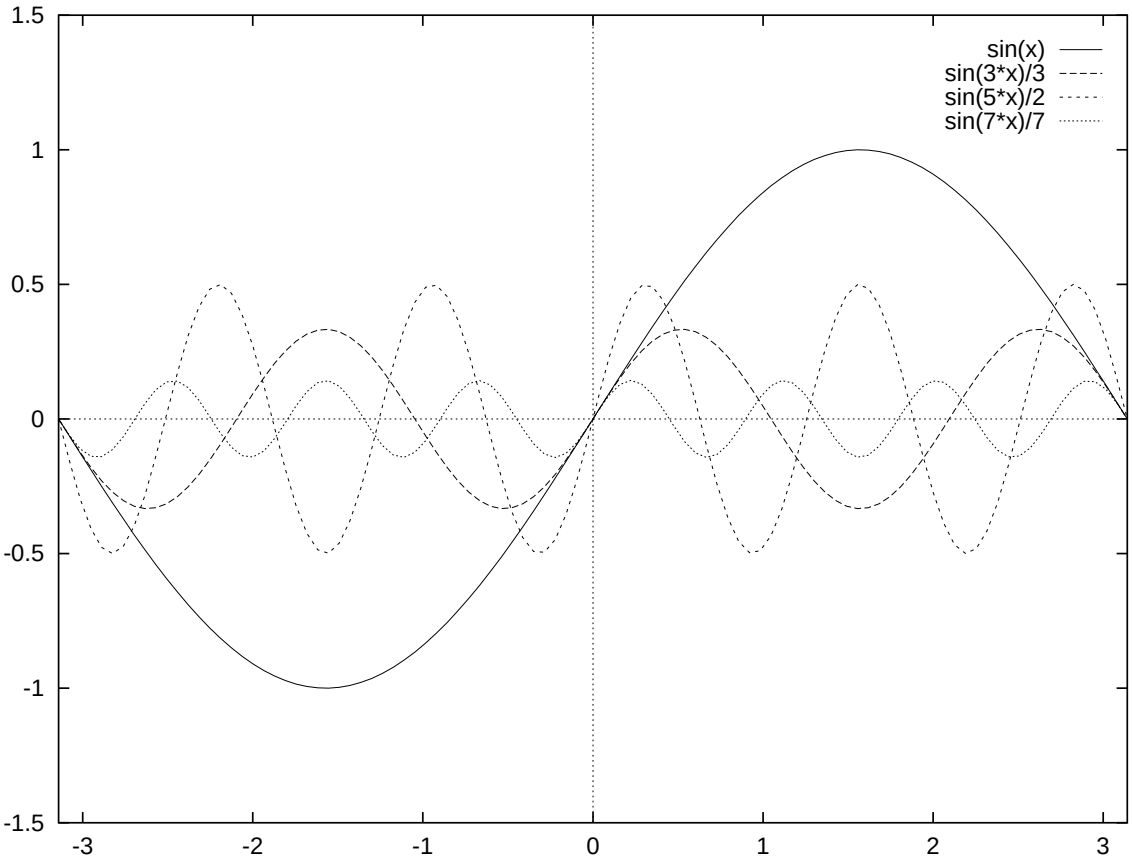


Abbildung 5.1: Die Funktionen $a_i \sin((2i+1)x)$ für $0 \leq n \leq 3$ mit $a_0 = 1, a_1 = \frac{1}{3}, a_2 = \frac{1}{2}, a_3 = \frac{1}{7}$

Allgemein läßt sich eine periodische Funktion $f(x)$ mit einer Periode l folgendermaßen als unendliche Summe von Cosinus- und Sinus-Termen mit geeigneten Argumenten und Vorfaktoren schreiben:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \cos\left(\frac{2\pi x}{l}\right) + b_k \sin\left(\frac{2\pi x}{l}\right)\right) \tag{5.2}$$

Die Koeffizienten a_k und b_k sind ihrerseits folgendermaßen definiert:

$$a_k = \frac{2}{l} \int_0^l f(x) \cos\left(\frac{2k\pi x}{l}\right) \mathrm{d}x \quad \text{und} \tag{5.3}$$

$$b_k = \frac{2}{l} \int_0^l f(x) \sin\left(\frac{2k\pi x}{l}\right) \mathrm{d}x \tag{5.4}$$

Um eine gegebene Funktion $f(x)$ als Summe entsprechender Sinus- und Cosinusterme schreiben zu können, muß also eine unendliche Summe der

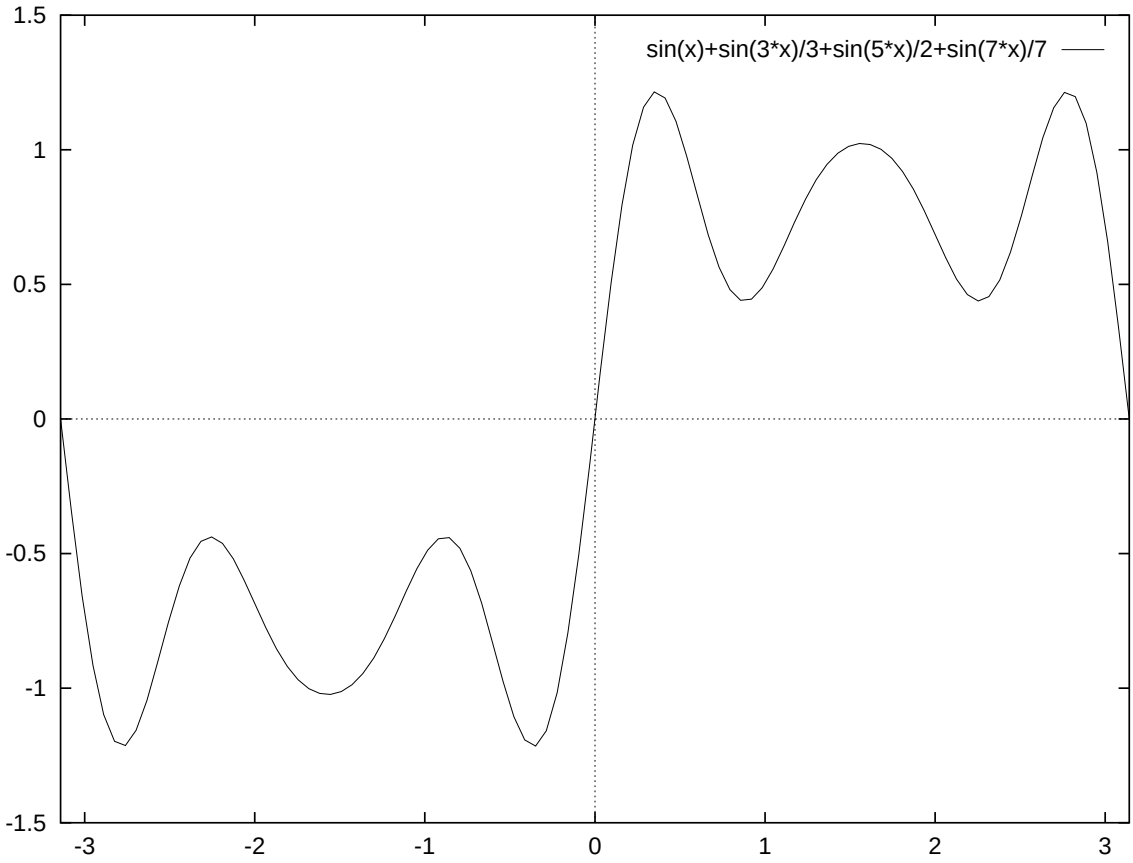


Abbildung 5.2: Die Funktion aus Gleichung (5.1)

obigen Gestalt mit entsprechenden Koeffizienten a_k und b_k gebildet werden. Dies bedeutet jedoch gleichzeitig, daß sich jedes beliebige Meßsignal (unter der üblichen Einschränkung, periodisch zu sein – eine Bedingung, die zur Not durch kleine Kunstgriffe künstlich erfüllt werden kann) aus einer Summe solcher Terme zusammensetzt. Jedes Signal besitzt also Anteile aller denkbaren Frequenzbereiche, deren Eigenschaften durch die Koeffizienten a_k und b_k bestimmt werden.

Umgekehrt zur dieser Synthese von Funktionen als Summen entsprechender Sinus-/Cosinus-Terme kann folglich auch zu einer gegebenen Funktion bestimmt werden, aus welchen Termen sie sich zusammensetzt – dies ist die Aufgabe der sogenannten *Fourieranalyse*.

Das Ziel der Fourieranalyse ist also die Implementation des umgekehrten Vorganges der Fouriersynthese aus dem vorangegangenen Abschnitt. Zu einer gegebenen Funktion werden hier mit Hilfe der Gleichungen (5.3) und (5.4) die zugehörigen Parameter a_k und b_k bestimmt, um mit ihrer Hilfe eine Summe der in Gleichung (5.2) angegebenen Gestalt erzeugen zu können.

Fourieranalyse eines Signales und Fouriersynthese verhalten sich also wie Funktion und Umkehrfunktion zueinander. Mit Hilfe der Fourieranalyse

wird zu einer gegebenen Funktion $f(x)$ eine Folge von Koeffizienten a_k und b_k bestimmt, aus denen mit Hilfe einer anschließenden Fouriersynthese das ursprüngliche Signal wiederhergestellt werden kann. Da die einzelnen Koeffizienten a_k und b_k für gleiche k einer bestimmten Frequenz entsprechen, erzeugt also die Fourieranalyse eines Signales, das in Abhängigkeit von der Zeit als laufendem Parameter bestimmte Amplitudenwerte annimmt, eine Darstellung des Signales in Form der dieses Signal ausmachenden Frequenzanteile, die durch a_k beziehungsweise b_k bestimmt werden. Sie bestimmt also, welche Frequenzanteile mit welchen Amplituden und welchen Phasenwinkeln in einem Ursprungssignal vertreten sind.

Die Fouriersynthese transformiert also ein Signal, das im Zeitbereich verläuft, in den Frequenzbereich, während die Fouriersynthese ein Signal aus dem Frequenzbereich in den Zeitbereich transformiert. Aufbauend hierauf lassen sich mit Hilfe einer Fourieranalyse eines Signales, gefolgt von geeigneten Manipulationen der hieraus entstandenen Koeffizienten a_k und b_k sowie einer anschließenden Fouriersynthese beispielsweise Filter aufbauen, mit deren Hilfe bestimmte Frequenzbereiche aus Meßdaten extrahiert oder ausgeblendet werden können. Näheres zur Konstruktion von Filtern mit diesen Techniken findet sich in Abschnitt 18.2.1.

Nach diesen Ausführungen ist klar, daß zur korrekten Messung und Wiedergabe eines Signales im Grunde eine unbegrenzte Auflösung hinsichtlich der Frequenzanteile des Meßsignales erforderlich ist, da Gleichung (5.2) eine unendliche Summe darstellt. Diese Forderung ist in der Praxis naturgemäß nicht zu realisieren, so daß jede Messung eines Signales einer Filterung desselben gleichkommt, da nur ein begrenzter Ausschnitt des Frequenzspektrums, innerhalb dessen die einzelnen Signalanteile des Meßsignales liegen, wirklich einer Messung zugänglich gemacht werden kann. Diese prinzipielle Eigenschaft praktisch durchgeführter Messungen wird im folgenden Abschnitt dargestellt.

5.1.1 Das Meßinstrument als Filter

Das grundlegende Problem, das sich letztlich bei jeder praktisch durchgeführten Messung stellt, ist also das der nur endlichen zur Verfügung stehenden Bandbreite des Meßaufnehmers sowie der nachfolgenden Verarbeitungsstufen.

Nach Gleichung (5.2) setzt sich eine Funktion $f(x)$ aus unendlich vielen additiven Sinus-/Cosinus-Termen zusammen, von denen jeder einem bestimmten Frequenzanteil der Funktion $f(x)$ entspricht. Ist nun eine Funktion $f(x)$ nicht mathematisch in Form einer Gleichung gegeben, sondern wird durch Messung irgendwelcher physikalischer Größen experimentell be-

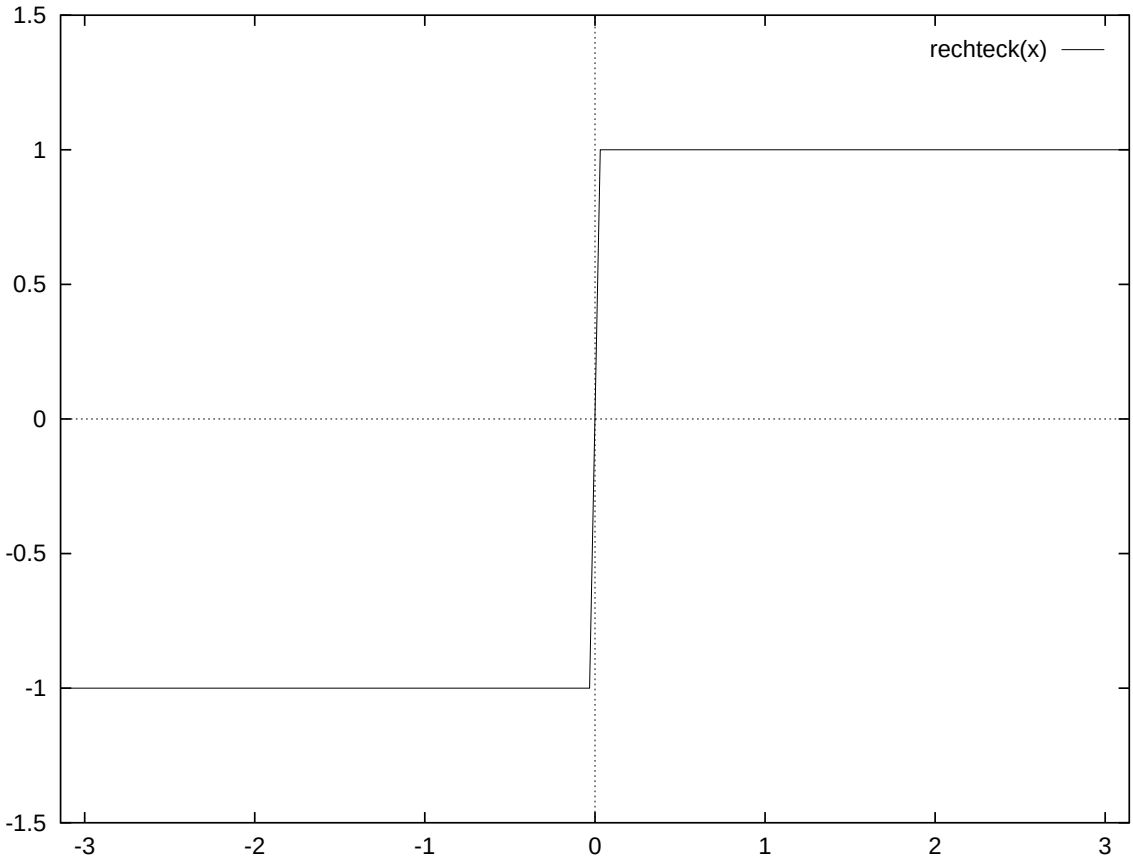


Abbildung 5.3: Eine Rechteckfunktion

stimmt, wie dies beispielsweise bei der Messung von Bodenbewegungen der Fall ist, stellt sich das Problem, daß prinzipbedingt nicht unendlich viele Frequenzen des zu messenden Signals berücksichtigt werden können.

5.1.1.1 Signalverfälschung am Beispiel einer Rechteckfunktion

Als Beispiel sei eine verhältnismäßig reine Rechteckfunktion, wie sie in Abbildung 5.3 dargestellt wird, zu messen. Um sie so exakt wie in dieser Abbildung messen und wiedergeben zu können, müssten unendlich viele Frequenzbereiche erfaßt werden, was praktisch leider unmöglich ist. Ein reales Meßgerät wird stets nur einen bestimmten Ausschnitt aus einem kontinuierlichen, unbegrenzten Frequenzbereich erfassen können.

Angenommen, das Signal aus Abbildung 5.3 wird mit einem wie auch immer gearteten Meßaufnehmer erfaßt, der nur für Frequenzen von 0 bis 7 empfindlich ist[3]. Ein solcher Aufnehmer wird also nur einige wenige im unteren Bereich der Frequenzskala liegende Signalanteile wirklich aufnehmen und umwandeln können, während höherfrequente Anteile unbeachtet bleiben beziehungsweise verfälschend in die Meßdaten eingehen. Ein solcher

[3]Beliebige Einheiten – z.B. Hz.

Meßaufnehmer würde also die Funktion aus Abbildung 5.3 in einer Art erfassen, die einem äußeren Betrachter eine Funktion, wie sie in Abbildung 5.2 dargestellt ist, vorgaukelt.

Die Ähnlichkeit zwischen der eigentlich zu messenden Funktion und der nach der Messung resultierenden Kurve ist sicherlich unverkennbar – trotzdem machen sich die bei der Messung verlorenen hochfrequenten Signalanteile in einer deutlichen Kurvenverformung bemerkbar. Die grundlegende Rechtecknatur des Signals ist zwar noch zu erahnen, jedoch sind die Signalflanken deutlich schräger geworden und auch die ebenen Minima und Maxima sind verformt.

Diese Schwierigkeiten treten prinzipbedingt bei jeder praktischen Messung eines Signals auf, da kein Meßaufnehmer einen unendlich breiten Frequenzbereich abdecken kann und auch kein nachfolgendes Verarbeitungssystem diese Eigenschaft aufweist. Eine verzerrungsfreie Messung von Signalen ist also prinzipiell nicht möglich.

Über das Problem des eingeschränkten Frequenzbereiches hinaus ist zudem zu beachten, daß jeder Meßaufnehmer für bestimmte Frequenzanteile empfindlicher als für andere Anteile ist, so daß nicht nur manche Frequenzbereiche, nämlich die, welche außerhalb der Bandbreite des Meßaufnehmers liegen, vollständig ausgeblendet werden, sondern darüberhinaus andere Frequenzanteile innerhalb der Meßaufnehmerbandbreite überdeutlich abgebildet werden, während wieder andere Bereiche nur abgeschwächt dargestellt werden können.

5.2 Pendelseismometer

Nach den grundlegenden Betrachtungen der vorangegangenen Abschnitte können nun praktisch einsetzbare Seismometerkonstruktionsprinzipien näher betrachtet werden. Den Anfang hierbei bilden die bereits erwähnten Pendelseismometer, deren Funktionsprinzip auf der Archimedischen Überlegung eines ruhenden Punktes basiert. Soll die Bewegung des Untergrundes gemessen werden, wird im Grunde genommen lediglich ein fester, d.h. ruhender Bezugspunkt benötigt, gegen den die Verschiebung des Untergrundes gemessen werden kann.

Unglücklicherweise existiert kein solcher idealer Archimedischer Punkt[4], so daß mit einer Näherung dieser Überlegung Vorlieb genommen werden muß. Ein halbwegs brauchbarer Ersatz für einen wirklich ruhenden Punkt ist ein Pendel, an dessen Spitze sich eine Masse befindet, die aufgrund ihrer

[4] Andererseits existiert dieser Punkt glücklicherweise nicht – ließe sich doch sonst wirklich mit Hilfe eines geeigneten Hebels die Welt aus den Angeln heben.

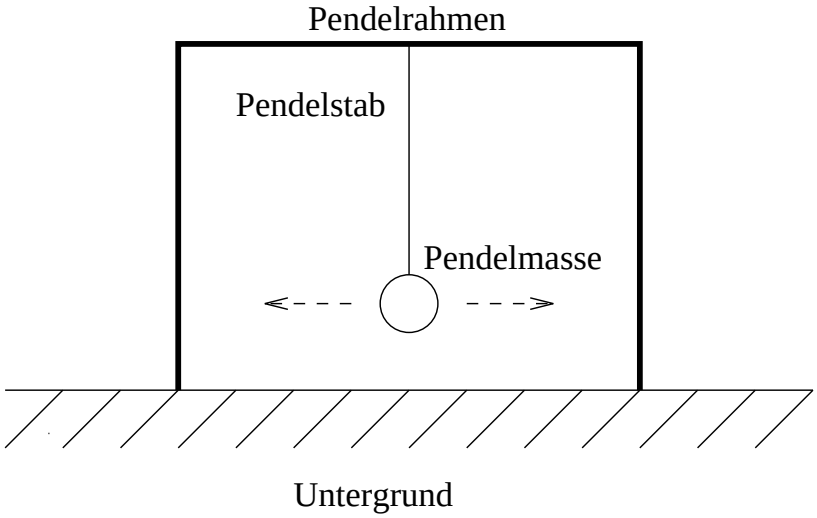


Abbildung 5.4: Ein einfaches Trägheitspendel

Trägheit den Bodenbewegungen nicht direkt sondern mit einer gewissen Verzögerung folgt.

Ein solches Pendel ist schematisch in Abbildung 5.4 dargestellt – auf dem Untergrund, dessen Bewegung gemessen werden soll, ist fest ein Pendelrahmen montiert, in dem frei nach rechts und links schwingend ein Pendelstab montiert ist, an dessen unterem Ende sich eine Pendelmasse befindet.

Diese Pendelmasse ist nun aufgrund der ihr eigenen Trägheit bestrebt, ihre Position beizubehalten, während sich der Untergrund und mit ihm der fest in ihm verankerte Pendelrahmen um die Pendelmasse herumbewegen. Gelingt es nun, die Position der unteren Pendelspitze in Bezug auf den Pendelrahmen in geeigneter Weise zu registrieren, können Bodenbewegungen gemessen werden. Dies ist allerdings nur eingeschränkt richtig – was wirklich gemessen wird, hängt stark von den Eigenschaften des Pendels, namentlich seiner Eigenfrequenz und den Frequenzanteilen der zu messenden Bodenbewegung ab.

Bringt man ein ruhendes Pendel durch einen Impuls aus seiner Ruhelage, so ist es aufgrund der auf es einwirkenden Erdbeschleunigung g bestrebt, wieder in seine Ruhelage zurückzukehren. Aufgrund der Energie, die dem Pendel bei seiner Auslenkung mitgeteilt wurde, kommt es allerdings in der Ruhelage nicht zum Stillstand sondern schwingt in die entgegengesetzte Richtung aus, kehrt wieder um, durchquert seine Ruhelage, etc. Dieser Vorgang wird durch Reibungsverluste im Lauf der Zeit gedämpft, ist aber für die folgenden Betrachtungen von großer Bedeutung, wie später zu sehen sein wird.

Die Eigenfrequenz eines Pendels ist nun die Anzahl von Durchgängen durch die Ruhelage pro Sekunde, die das einmal ausgelenkte Pendel voll-

zieht. Durchquert also ein Pendel, wie das in Abbildung 5.4 dargestellte, nach erfolgter einmaliger Auslenkung die Ruhelage einmal pro Sekunde, so besitzt es eine Eigenfrequenz von 1Hz. Anstelle der Eigenfrequenz eines Pendels wird in der Mehrzahl der Fälle die sogenannte Eigenperiode, d.h. die Anzahl Sekunden, die das Pendel, wenn es nach einmaliger Anregung ungehindert schwingen kann, zwischen zwei Durchgängen durch die Ruhelage benötigt, betrachtet.

Allgemein gilt für die Eigenperiode T_v eines solchen Vertikalpendels die Beziehung

$$T_v = 2\pi\sqrt{\frac{L}{g}}.$$

Wird also ein Pendel mit einem Pendelstab einer Länge von 1m aus seiner Ruhelage ausgelenkt, so beginnt es mit einer Eigenperiode von etwa 2 Sekunden, um die Ruhelage herum zu schwingen.

Der Begriff der Eigenfrequenz beziehungsweise Eigenperiode ist für die Messung von Bodenbewegungen mit Hilfe von Pendeln als angenäherte Archimedische Punkte von großer Bedeutung, da, wie anschaulich leicht klar wird, ein Pendel mit einer gegebenen Eigenfrequenz bei Ereignissen, welche den Pendelrahmen mit einer Frequenz, die deutlich über dieser Eigenfrequenz des darin befindlichen Pendels liegt, um das Pendel herumbewegen, aufgrund seiner Massenträgheit im großen und ganzen in Ruhe bleibt und somit eine gute Näherung für einen festen Bezugspunkt im Raum bildet.

Wird der Pendelrahmen jedoch durch ein Ereignis, dessen Frequenz mehr oder weniger weit unterhalb der Eigenperiode des in ihm eingeschlossenen Pendels liegt, bewegt, so folgt das Pendel dieser Bewegung mit einer verhältnismäßig kleinen Verzögerung, d.h. ein auf diesem Meßprinzip beruhendes Gerät ist für Bodenbewegungen in diesen Frequenzbereichen verhältnismäßig unempfindlich, da der ruhende Punkt kein solcher mehr ist, sondern den Bewegungen des Pendelrahmens weitestgehend folgt.

Führt man sich die Frequenzbereiche der einzelnen Wellenarten, wie sie bei seismischen Ereignissen auftreten, vor Augen, wird klar, daß ein Pendelseismometer für Frequenzen eines verhältnismäßig weiten Frequenzbereiches empfindlich sein muß. Die langsamsten, durch seismische Ereignisse ausgelösten Schwingungen besitzen Frequenzen bis hinab zu $\frac{1}{50}$Hz und weniger (siehe [39][S.265f.]). Dies bedeutet jedoch, daß ein Pendelseismometer eine Eigenperiode aufweisen müßte, die größer als 50 Sekunden ist, um auch die niederfrequenteren Signalanteile eines seismischen Ereignisses detektieren zu können[5].

[5]Eine Möglichkeit, die Eigenfrequenz eines Pendels nach unten zu erweitern, wird in Abschnitt 7 dargestellt.

Die Eigenfrequenz eines Pendels ist also bezüglich des Frequenzbereiches, innerhalb dessen Schwingungen gemessen werden können, der maßgeblich bestimmende Parameter eines solchen Meßaufbaus. Problematisch bei der praktischen Realisierung eines Pendelseismometers ist jedoch darüberhinaus das Nachschwingen des Pendels nach einmal erfolgter Auslenkung, d.h. die wiederholten Durchgänge durch die Ruhelage des Pendels, da die durch die Auslenkung an das Pendel übertragene Energie nur verhältnismäßig langsam durch Reibung abgebaut wird, falls keine zusätzlichen Dämpfungsmaßnahmen ergriffen werden.

5.3 Federseismometer

Während sich Pendelseismometer für die Messung horizontaler Bodenverschiebungen eignen, bietet sich eine an einer Feder montierte, vertikal schwingende Masse zur Messung vertikaler Bodenbewegungen an. Im Grunde gilt für ein solches Instrument alles in den vorangegangenen Abschnitten gesagte – Abbildung 5.5 stellt die Grundelemente einer solchen Konstruktion dar: Sie besteht aus drei Grundeinheiten,

- der Feder an sich,
- der schwingenden Masse sowie
- einer Dämpfungsvorrichtung,

wie entsprechend auch in Abschnitt 10, Abbildung 10.1 zu erkennen ist.

Charakterisiert wird ein solches gedämpftes Feder-Masse-System durch die Summe der auf es einwirkenden Kräfte, die gleich 0 sein muß. Entsprechend den drei Grundbestandteilen des Systems sind dies

- die Kraft, die sich aus der beschleunigten Masse m zu $m\ddot{x}$ ergibt, wobei x die Position der Masse bezeichnet und somit die zweite Ableitung $\ddot{x}$ dieses Wertes der Beschleunigung entspricht,
- die dämpfend wirkende Kraft des Dämpfers, die von der Geschwindigkeit $\dot{x}$, mit welcher sich die Masse bewegt und der Dämpfungskonstanten c abhängt, sowie zuletzt
- die von der ausgelenkten Feder ausgeübten Kraft, welche sich aus dem Produkt aus der Federkonstanten k sowie der Auslenkung x ergibt.

Insgesamt ergibt sich somit für das beschriebene System

$$0 = m\ddot{x} + c\dot{x} + kx.$$

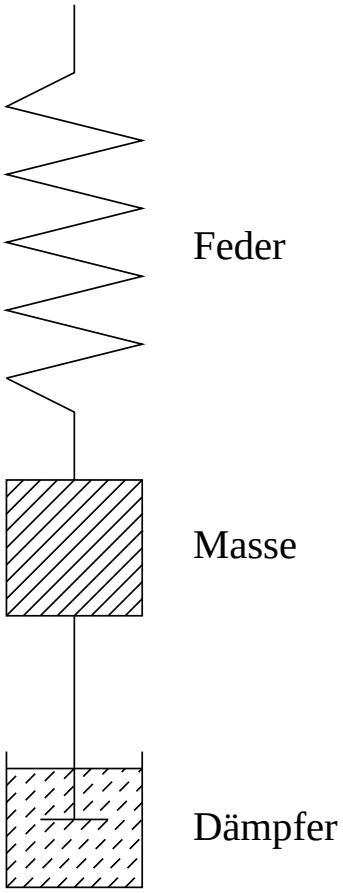


Abbildung 5.5: Prinzip eines gedämpften Masse-Feder-Systems

Essentiell ist nicht nur die Wahl der Federkonstanten k, mit deren Hilfe die Eigenfrequenz des Systems bestimmt wird, die für Anwendungen im Bereich der Messung von Bodenbewegungen, wie sie im Gefolge seismischer Ereignisse auftreten, möglichst gering sein muß, um eine verwertbare Auslenkung der Masse auch bei sehr niederfrequenter Anregung zu ermöglichen, sondern auch die Wahl eines geeigneten Dämpfungsmechanismus, über dessen Dämpfungskoeffizienten c das Verhalten des Systems bei sprunghafter Auslenkung bestimmt wird.

Die Eigenfrequenz f_e einer solchen Feder-Masse-Dämpfer-Konstruktion ergibt sich zu

$$f_e = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}}.$$

Wie bei allen Systemen zur Messung mechanischer Schwingungen, die auf dem Beharrungsvermögen einer trägen Meßmasse beruhen, ist die Dämpfung des Systems von zentraler Bedeutung, so daß diesem Punkt in den folgenden Abschnitten etwas mehr Aufmerksamkeit gewidmet wird.

5.4 Dämpfung

Ein Pendel, das nicht durch zusätzliche Maßnahmen von außen gedämpft, d.h. in seiner Schwingung behindert wird, ist nach einmaliger Auslenkung – beispielsweise durch eine Bodenbewegung – bestrebt, in der ihm eigenen Eigenperiode um die Ruhelage herumzuschwingen, wobei von einem Ruhelagendurchgang zum nächsten die Amplitude der Schwingung je nach praktischer Ausführung des Aufbaus nur geringfügig reduziert wird.

Ein einmaliger Impuls, der das Pendel auslenkt, macht sich also in einer verhältnismäßig lang anhaltenden Schwingung des Pendels bemerkbar, aus welcher die eigentliche Form des auslösenden Impulses nicht mehr zu rekonstruieren ist. Komplizierter werden diese Verhältnisse, wenn während dieser Eigenschwingung des Pendels zusätzliche Anregungen durch Bodenbewegungen an das Pendel weitergegeben werden, so daß sich ein kompliziertes Schwingungsmuster bildet, das in der Rückschau nicht mehr (oder nur unter großen Schwierigkeiten) mit den einzelnen auslösenden Bodenbewegungen in Einklang zu bringen ist.

Um mit Hilfe eines solchen Pendels also ein möglichst genaues Abbild der das Pendel aus seiner Ruhelage auslenkenden Störimpulse zu erhalten, muß die unvermeidliche Eigenschwingung des Pendels in irgendeiner Art und Weise gedämpft werden, so daß es nach erfolgter Auslösung in seine Ruhelage zurückkehrt, ohne über diese hinauszuschwingen und somit Bodenbewegungen vorzutäuschen, die in Wirklichkeit nicht stattgefunden haben.

Eine solche Dämpfung erfordert also das gezielte Entziehen von Energie aus dem Pendel, so daß es idealerweise bei Erreichen der Ruhelage nach einmaliger Auslenkung gerade in dieser Position stehenbleibt, da keine überschüssige Energie von der ursprünglichen Auslenkung vorhanden ist, um es über die Ruhelage hinaus weiterschwingen zu lassen.

Hierbei sind zwei grundlegende Arten der Dämpfung zu unterscheiden: Zum einen rein passive Dämpfungsmethoden, die auf gezielt eingesetzter Reibung des Pendels beruhen und zum anderen aktive Dämpfungsvarianten, die aus einer Positionsmessung des Pendels mit Hilfe eines elektronischen Reglers eine Kraftrückführung erzeugen, mit deren Hilfe das Pendel idealerweise genau im Zurückfallen in seine Ruhelage angehalten wird.

5.4.1 Passive Dämpfung

Passive Dämpfungsmethoden sind sicherlich am einfachsten zu implementieren. Ein einfaches Beispiel findet sich in Form einer Öldämpfung, bei der sich am unteren Ende des Pendelstabes ein Paddel befindet, das in

einen (auf dem Untergrund beziehungsweise am Pendelrahmen befestigten) ölgefüllten Behälter eintaucht (siehe beispielsweise Abbildung 7.7 in Abschnitt 7). Hierdurch wird dem Pendel soviel Energie während seiner Schwingung entzogen, daß es, wenn es schon nicht direkt im Ruhepunkt anhält, so doch zumindest wenig Überschwingen zeigt.

Von Vorteil bei einer solchen Dämpfung ist natürlich der geringe technische Aufwand zur Implementierung einer Öldämpfung – auch der Abgleich einer solchen Dämpfung gestaltet sich ausgesprochen einfach, da lediglich der Ölstand beziehungsweise die Eintauchtiefe des Dämpfungspaddels so gewählt werden muß, daß das Pendel bei einer Auslenkung möglichst wenig Neigung zum Überschwingen durch seine Ruhelage zeigt[6].

Eine andere verbreitete Dämpfungsvariante beruht auf dem Prinzip der Wirbelstrombremse. Hierbei bewegt sich eine am Endes des Pendelstabes montierte Platte aus nichtmagnetischem Material, wie beispielsweise Kupfer oder Aluminium, zwischen den Polschuhen eines fest am Pendelrahmen montierten Magneten. Wird das Pendel nun durch eine Bodenbewegung aus seiner Ruhelage ausgelenkt, bewegt sich diese Platte zwischen den Polschuhen des Magneten, durchschneidet also Feldlinien des Magnetfeldes zwischen diesen Polen. Hierdurch wird in der Platte ein Strom induziert, der seinerseits in Magnetfeld in der Platte aufbaut, das zu einer Abbremsung des Pendels führt.

Der große Vorteil dieser Form der Dämpfung liegt in der Tatsache begründet, daß die Dämpfung durch Wirbelstromverluste wie eben beschrieben, eine geschwindigkeitsproportionale Dämpfung darstellt. Je schneller sich das Pendel und damit die Platte zwischen den Magnetpolschuhen bewegt, desto größer sind der induzierte Strom und die hierdurch vermittelte Bremswirkung auf das Pendel[7].

5.4.2 Aktive Dämpfung

Im Gegensatz zu der eben beschriebenen passiven Dämpfung, die ausschließlich darauf beruht, zwischen Masse und Pendelrahmen ein Dämpfungsglied vorzusehen, das eine dämpfende Kraft auf die schwingende Masse ausübt, die im wesentlichen proportional zur Geschwindigkeit der Masse in Bezug auf den sie umgebenden Rahmen ist, verwendet eine aktive

[6]So praktisch und konstruktiv einfach eine Öldämpfung – vor allem bei Selbstbauinstrumenten – ist, so wichtig ist es, die temperaturabhängige Änderung der Viskosität und damit des Dämpfungskoeffizienten in Betracht zu ziehen. Bei der Aufstellung solcher Instrumente muß folglich nicht zuletzt auf eine möglichst gleichbleibende Umgebungstemperatur geachtet werden.

[7]In gewissen Grenzen gilt dies auch für eine Öldämpfung.

Dämpfung einen elektronischen Regelkreis, mit dessen Hilfe aus einem Positionssignal sowie einem Aktuator (beispielsweise einer Tauchspule) eine geeignete, auf die Masse wirkende Rückstellkraft erzeugt wird.

Moderne Seismometer setzen fast ausschließlich solche aktiven Dämpfungsverfahren ein, die neben einer Vergrößerung der Übertragungsbandbreite eines solchen Meßsystems auch eine Vergrößerung der Eigenperiode mit sich bringen, so daß die Dimensionierung derartiger Instrumente deutlich kleiner als bei passiver Dämpfung und einfachem Pendel ausfällt. Abschnitt 11 zeigt ein einfaches Beispiel für ein solches Seismometer mit aktiver Rückführung.

5.5 Periode und Bandbreite

Zwei Hauptcharakteristika eines Seismometers sind seine bereits erwähnte *(Eigen-)Periode* sowie seine *Bandbreite*. Die Periode des Instrumentes bestimmt, für welche Anregungsfrequenzen es maximal empfindlich ist – ein Meßgerät einer bestimmten, ihm eigenen Periode kann Bodenbewegungen, die in ihrer Frequenz (deutlich) unter dieser Eigenperiode des Instrumentes liegen, fast ungestört durch die Trägheit der Meßmasse folgen, d.h. der Versatz zwischen der Masse und dem am Boden befestigten Instrumentenrahmen wird in diesem Fall ausgesprochen klein sein.

Ein einfaches mechanisches Instrument ist also für Frequenzen, die unter seiner Eigenperiode liegen, verhältnismäßig unempfindlich, was sowohl von Vor- als auch von Nachteil sein kann. Im positiven Sinne ausgenutzt werden kann diese Eigenschaft beispielsweise bei der Unterdrückung der je nach Standort teilweise sehr ausgeprägten, stets vorhandenen Mikroseismik, indem eine Instrumentenperiode gewählt wird, die deutlich unter etwa 6 Sekunden liegt.

Entsprechend wurden in den 1940er Jahren kurzperiodische Instrumente mit einer Eigenfrequenz von einer Sekunde (Benioff) für die Untersuchung lokaler seismischer Ereignisse entwickelt, die für das Hintergrundrauschen der Mikroseismik fast völlig unempfindlich waren. Für den Nachweise der mitunter ausgesprochen niederfrequenten Bodenbewegungen, wie sie im Gefolge teleseismischer Ereignisse auftreten, wurden darüberhinaus ergänzend langperiodische Seismometer (Sprengnether) mit Perioden von 15 beziehungsweise 30 Sekunden entwickelt[8].

Diese Seismometer zeichneten sich durch passive Dämpfungsmaßnahmen aus, d.h. ihre Übertragungskennline wurde in erster Linie durch das Verhalten des Pendels sowie des Meßaufnehmers bestimmt, so daß sie nur in

[8]Siehe [21][S.182f.].

einem sehr schmalen Frequenzbereich ein lineares Verhalten an den Tag legten, während Frequenzen ober- und unterhalb dieses Bereiches mehr oder minder stark gedämpft wiedergegeben wurden. Die Bandbreite solcher Instrumente, innerhalb derer ein lineares Übertragungsverhalten vorliegt, ist ausgesprochen begrenzt, so daß für eine möglichst umfassende Registrierung zumeist mehrere Instrumente parallel eingesetzt wurden.

Beispielhaft hierfür sind die Installationen des *Word Wide Standardized Seismic Networks*, kurz *WWSSN*, bei denen jeweils drei kurzperiodische Instrument mit einer Periode von einer Sekunde sowie drei langperiodische Seismometer mit 30 Sekunden Periode[9] zum Einsatz gelangten.

In den 1970er Jahren wurden Seismometer entwickelt, die im Gegensatz zu den einfachen mechanischen Konstruktionen, wie sie bis zu diesem Zeitpunkt eingesetzt wurden, einen elektronischen Rückkopplungskreis besitzen. Mit Hilfe eines Positionsaufnehmers, d.h. eines Sensors, der direkt die Position der Meßmasse in Bezug auf den sie umgebenden Pendelrahmen bestimmt, wird ein Rückstellsignal generiert, mit welchem ein Aktuator, der zwischen Pendelrahmen und schwingender Masse angeordnet ist, dergestalt angesteuert wird, daß die Bewegung der Masse ausgeglichen wird[10].

Hierdurch wird sichergestellt, daß die Verschiebung der Masse bezüglich des Pendelrahmens stets minimal bleibt, so daß der Positionssensor nur geringe Abweichungen detektieren muß und somit in einem günstigen, sehr linearen Übertragungsbereich arbeitet. Das Ausgangssignal eines solchen Seismometers besteht im wesentlichen aus dem Rückführungssignal, mit welchem die Rückstellkraft auf die Masse über den Aktuator gesteuert wird.

Da bereits kleinste Ausschläge der Masse von einem Positionssensor erfasst werden können und darüberhinaus durch die aktive Regelung der Massenposition sichergestellt wird, daß deren Position im großen und ganzen fest bezüglich des Pendelrahmens bleibt[11], erweitert sich der Übertragungsbereich (d.h. die Bandbreite) eines solchen Instrumentes im Vergleich zu den zuvor angesprochen kurz- und langperiodischen Instrumenten in einem Maße, daß sie kurz als *Breitbandseismometer* bezeichnet werden.

---

[9] Die langperiodischen Sensoren mit 30 Sekunden Periodendauer erwiesen sich als ausgesprochen empfindlich, was Änderungen des Luftdrucks an den einzelnen Meßstationen betraf, so daß sie in der Folge durch Instrumente mit nur 15 Sekunden Periodendauer ausgetauscht wurden (siehe [21][S.183]).

[10] Abbildung 2.7 in Abschnitt 2.4 zeigt stark vereinfacht ein solches Breitbandseismometer.

[11] Sogenanntes *Force Feedback*.

5.6 Strainmeter

Im Gegensatz zu den meisten im vorangegangenen beschriebenen Seismometerkonstruktionen, die in Ermangelung eines feststehenden Archimedischen Punktes darauf beruhen, eine träge Masse als angenäherten ruhenden Punkt zu verwenden, dessen Position in Bezug auf den Untergrund bestimmt wird, was mit einer Reihe prinzipbedingter Schwierigkeiten einhergeht (Eigenperiode des zum Einsatz gelangenden Pendels, Übertragungsbandbreite, Dämpfung, etc.), beruhen *Dehnungsmesser*, die im allgemeinen als *Strainmeter* bezeichnet werden, darauf, den Abstand zweier benachbarten Bodenmarken zueinander zu bestimmen.

Abbildung 2.5 in Abschnitt 2.4 zeigt das Prinzip eines solchen Strainmeters – zwei Bodenmarken werden mit Hilfe eines Stabes miteinander verbunden, mit dessen Hilfe die Entfernung zwischen den beiden Punkten bestimmt wird. Obwohl dieses Prinzip bereits von Milne zur Konstruktion von Instrumenten eingesetzt wurde, gilt im allgemeinen Benioff[12] als Erfinder des Strainmeters, da es ihm als erstem gelang, praktisch einsetzbare Geräte zu entwickeln.

Zunächst setzte Benioff eine zwanzig Meter lange Stahlstange ein, die zwischen zwei fest mit dem Boden verankerten Pfeilern montiert war. Aufgrund des verhältnismäßig großen Temperaturkoeffizienten von Stahl mußte diese Stahlstange in der Folge jedoch durch einen Quarzstab ersetzt werden – ein Material, das auch bei modernen mechanischen Strainmetern seinen Einsatz findet.

Die Größe der Entfernungsänderungen im Zuge des Durchganges einer seismischen Welle steigt mit zunehmender Entfernung der Meßpunkte voneinander entsprechend an, so daß in der Regel Abstände im Bereich einiger zehn Meter gewählt werden, was die praktische Ausführung eines solchen Instrumentes mitunter ausgesprochen kompliziert, da freitragende Verbindungen über solche Entfernungen nicht ohne weiteres möglich sind, so daß in der Regel mehrere Quarzstäbe Verwendung finden, die jedoch miteinander verbunden und aufgehängt werden müssen.

Neben Quarzstäben finden mitunter auch gespannte Stahldrähte aus Legierungen mit geringen Temperaturkoeffizienten Anwendung – in solchen Fällen werden die resultierenden Instrumente auch als *Drahtextensometer* bezeichnet.

In den letzten Jahren und Jahrzehnten kamen auch Laser-Strainmeter zum Einsatz, die darauf beruhen, daß die zu messende Längenänderung durch interferometrische Techniken bestimmt wird. Hierzu kann beispiels-

[12] Hugo Benioff: 1899 – 1968

weise die Meßstrecke von einem Laserstrahl durchlaufen werden (mit Hilfe von Umlenkspiegeln), der im Anschluß hieran mit einem Referenzstrahl gemischt wird, so daß sich ein Interferenzmuster ergibt, das ausgewertet werden kann.

Auch kann einer der Reflektoren eines HeNe-Lasers an einer Bodenmarke befestigt werden, während der andere Spiegel fest mit dem Strahlrohr verbunden ist, das seinerseits an der zweiten Bodenmarke montiert ist. Durch Abstandsänderungen der Bodenmarken und damit der beiden Spiegel ändert sich die Frequenz des abgestrahlten Laserlichtes, das mit einem zweiten Laserstrahl konstanter Frequenz zusammengemischt wird, so daß sich aus der ergebenden Differenzfrequenz, die mit Hilfe eines Photomultipliers gemessen werden kann, ein direktes Maß für die Abstandsänderung ergibt (ein auf diesem Prinzip beruhendes Strainmeter ist beispielsweise in [49] beschrieben).

Da ein Strainmeter direkt den Abstand zweier Bodenmarken zueinander bestimmt, besitzt es eine extrem große Bandbreite, die herkömmlichen Seismometern bei weitem überlegen ist – aufgrund der konstruktiven Schwierigkeiten, die solche Instrumente aufwerfen, haben sie jedoch keine allzu große Bedeutung erlangen können – die Mehrheit aller eingesetzten Seismometer beruht auf der Verwendung einer ruhenden Masse als Bezugspunkt.

Nach diesem kurzen Überblick über grundlegende Seismometerprinzipien behandeln die nun folgenden Abschnitte verschiedene Konstruktionsprinzipien für Meßaufnehmer, wie sie sowohl in professionellen Geräten zum Einsatz kommen als auch in Selbstbauinstrumenten implementierbar sind.

5.7 Meßaufnehmer

Zentrale Bedeutung bei einem Seismometer besitzt das zur Anwendung gelangende Funktionsprinzip des Meßaufnehmers, dessen mögliche Hauptausprägungen und Konstruktionsmerkmale im folgenden kurz beschrieben werden sollen.

Allen solchen Aufnehmern gemeinsam ist, daß sie entweder die Beschleunigung, die Geschwindigkeit der Meßmasse oder deren Position in Bezug auf den fest mit dem Untergrund verbundenen Geräterahmens in ein elektrisches Signal umwandeln, welches die jeweils gemessene Variable wiederspiegelt.

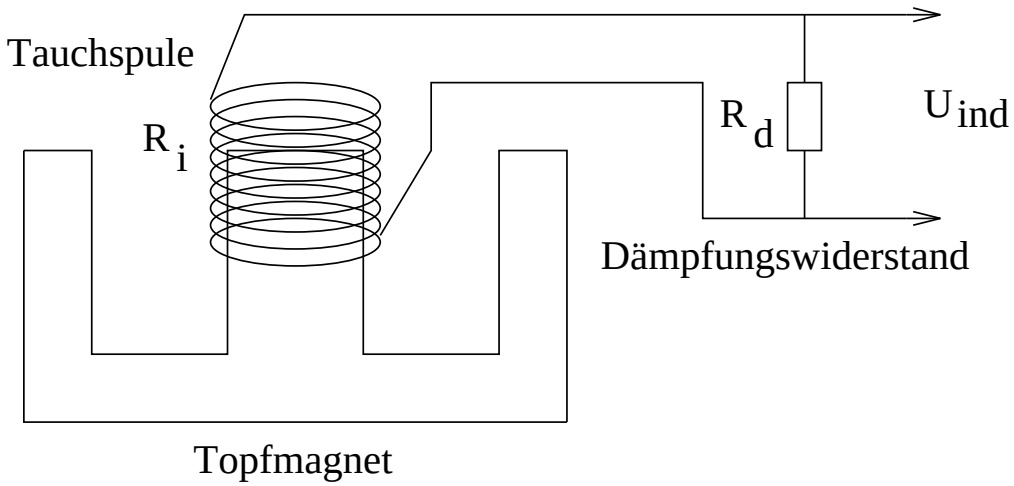


Abbildung 5.6: Der elektrodynamische Wandler

5.7.1 Elektrodynamische Wandler

Der einfachste und für erste Selbstbauinstrumente vermutlich geeignetste Sensor zur Erfassung der Geschwindigkeit der Meßmasse bezüglich des sie umgebenden Pendelrahmens ist der sogenannte *elektrodynamische Wandler*, wie er in Abbildung 5.6 dargestellt ist.

Zentrale Elemente sind zum einen ein (möglichst starker) Topfmagnet, der beispielsweise am Pendelrahmen befestigt ist, sowie zum anderen eine Tauchspule, die an der Spitze des schwingenden Pendels montiert ist. Bewegt sich nun die Pendelspitze und mit ihr die Tauchspule innerhalb des Topfmagneten, wird in dieser eine Induktionsspannung U_{ind} induziert, die proportional zu $\dot{x}$ und somit zur Geschwindigkeit der Spulenbewegung ist.

Konstruktiv bieten sich eine Reihe möglicher Ausprägungen dieses Schemas an: So kann beispielsweise die Spule fest am Pendelrahmen montiert sein, während der Magnet an der Pendelspitze befestigt ist, der Magnet kann ein Stabmegnet sein, welcher in die Spule eintaucht, usf.

Der in Abbildung 5.6 dargestellte Dämpfungswiderstand kann dazu verwendet werden, über die Spule eine dämpfende Kraft auf das Pendel auszuüben. Bewegt sich die Spule innerhalb des Feldes des Magneten, wird in ihr, wie bereits erwähnt, eine Spannung U_{ind} induziert, die in der Folge einen Induktionsstrom I_{ind} durch den Dämpfungswiderstand R_d sowie den Innenwiderstand R_i der Spule hervorruft, der seinerseits wiederum in der Spule ein Magnetfeld erzeugt, das eine Kraft ausübt, die in ihrer Richtung der Bewegungsrichtung der Spule entgegengesetzt ist.

Der Dämpfungsfaktor einer solchen passiven Dämpfung ist proportional zu $\frac{1}{R_d+R_i}$ und kann bei einigen Instrumenten bereits für eine ausreichende Dämpfung sorgen, wie dies beispielsweise im Normalfall bei Geophonen (siehe Abschnitt 12) üblich ist.

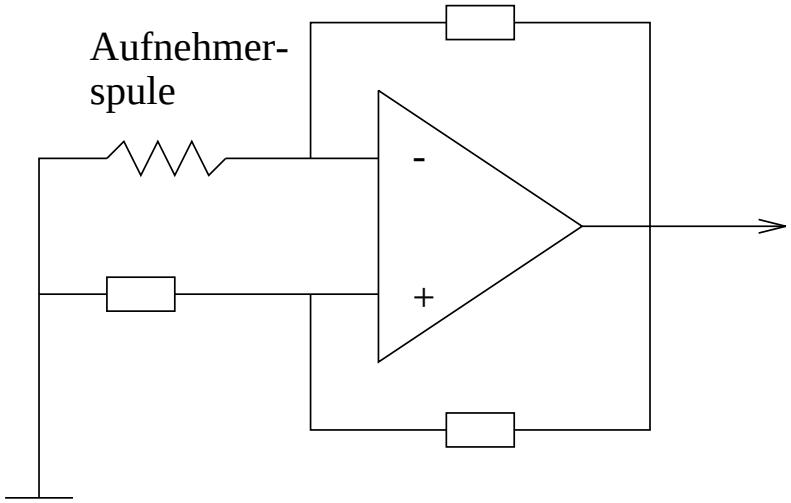


Abbildung 5.7: Verstärker mit negativem Eingangswiderstand

Da die durch den Widerstand R_d verursachte Dämpfung mit sinkendem Wert steigt, andererseits mit sinkendem R_d die Ausgangsspannung des Sensors verkleinert wird, besteht eine interessante Variation dieses Dämpfungsmechanismus darin, anstelle des realen Widerstandes R_d einen Verstärker mit negativem Innenwiderstand einzusetzen, wie er in Abbildung 5.7 schematisch dargestellt ist[13].

Der Vorteil hierbei ist, daß die normalerweise durch den reellen Innenwiderstand des Sensors selbst nach oben hin begrenzte Dämpfung auch über diesen Wert hinaus festgelegt werden kann, da mit dem negativen Innenwiderstand des Verstärkers der positive Widerstand des Sensors ausgeglichen werden kann. Hierdurch kann das Meßgerät also wesentlich stärker gedämpft werden, als dies mit einer herkömmlichen, passiven Dämpfung möglich ist, was wiederum zur Folge hat, dass die Meßmasse bei Bodenbewegungen nur unwesentlich aus ihrer Ruhelage abgelenkt wird und sich der Sensor somit im Idealfall stets im linearen Bereich seiner Kennlinie befindet.

Derlei Schaltungen werden beispielsweise in Zusammenhang mit an sich eher kurzperiodischen Geophonen eingesetzt, wodurch verhältnismäßig preisgünstig Sensoren mit deutlich vergrößerter Eigenperiode implementiert werden können[14], wie auch Abschnitt 14 zeigt..

Neben dem Vorteil einer ausgesprochen einfachen Konstruktion weisen elektrodynamische Wandler einen Nachteil auf, der in vielen Fällen dazu führt, daß ein anderes Wandlerprinzip zum Einsatz gelangen muß: Da für die induzierte Meßspannung $U_{\text{ind}} \sim \dot{x}$ gilt, wobei x die Position der Spule innerhalb des Topfmagneten darstellt, nimmt die Empfindlichkeit eines

[13] Siehe hierzu beispielsweise [23][S.3].

[14] Siehe z.B. `http://www.lennartz-electronic.de`.

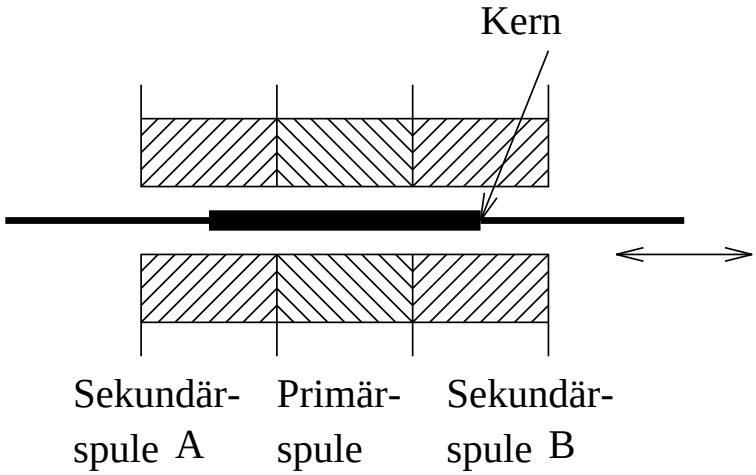


Abbildung 5.8: Funktionsprinzip eines LVDT

solchen Aufnehmers mit sinkender Geschwindigkeit der ausgelenkten Spule stark ab, so daß einfache elektrodynamische Wandler in der Regel nur bei kurzperiodischen Instrumenten zum Einsatz gelangen.

Vor allem im Verbund mit einfachen, nur passiv gedämpften Systemen macht sich dieser Nachteil ausgesprochen stark bemerkbar, da hier nicht nur die Amplitude des Pendelausschlages mit sinkender Anregungsfrequenz stark abnimmt, sondern im gleichen Zuge auch zusätzlich die generierte Ausgangsspannung des Wandlers, so daß unterhalb der Eigenfrequenz des Pendels kaum sinnvolle Messungen möglich sind, was wiederum Pendel mit großer Eigenfrequenz erzwingt, die entsprechend unhandlich und instabil sind.

5.7.2 LVDTs

Eine grundlegende Verbesserung des Wandlersystems läßt sich erzielen, wenn das zum Einsatz gelangende Meßprinzip ein Ausgangssignal erzeugt, welches nicht proportional zur Geschwindigkeit der Pendelspitze sondern im Idealfall proportional zur Position der Pendelspitze ist, da in diesem Falle in erster Linie der Frequenzgang der mechanischen Konstruktion des Pendels an sich limitierend wirkt.

Ein Prinzip der Positionsmessung, das sich weiter Verbreitung – auch im industriellen Umfeld – erfreut, ist das des sogenannten *Linear Variable Displacement Transducers*, kurz *LVDT*, wie er in Abbildung 5.8 dargestellt ist.

Zentrales Element ist ein Transformator, der aus einer mittig angebrachten Primärspule sowie zwei Sekundärspulen, jeweils zur Rechten und Linken der Primäspule angebracht, besteht. Innerhalb dieses Transformators befindet sich ein beweglich angeordneter Kern, durch den eine Kopplung

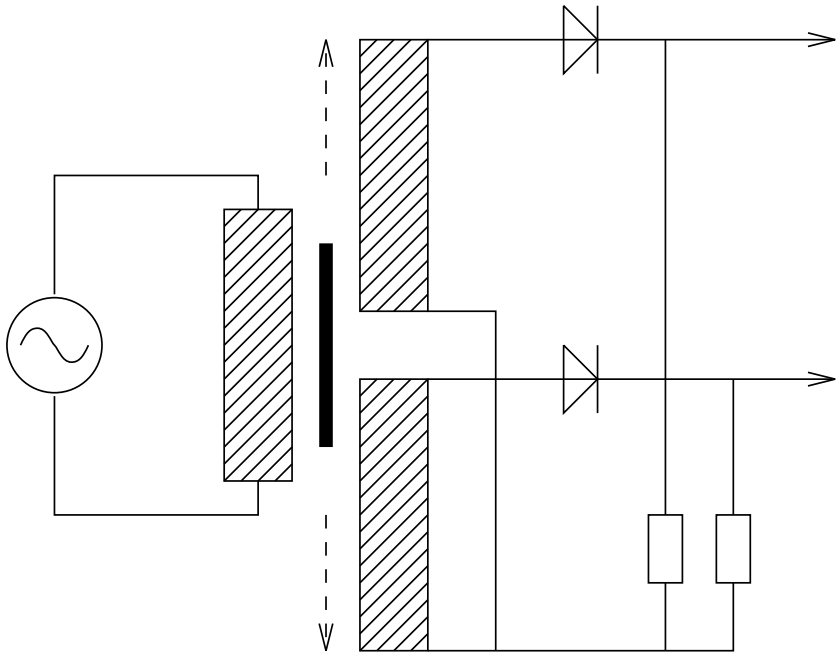


Abbildung 5.9: Die Grundschaltung eines LVDT für Gleichspannungsausgang

zwischen der Primär- und den Sekundärspulen hervorgerufen wird, die von der Position dieses beweglichen Kernes abhängt.

Befindet sich der Kern genau in der Mitte zwischen den beiden Sekundärspulen, so wird in jeder der beiden Spulen eine gleichgroße Spannung induziert, die von der mit einer Sinusspannung beaufschlagten Primärspule hervorgerufen wird, so daß sich die beiden Spannungen der Sekundärspulen bei geeigneter Beschaltung gegenseitig aufheben.

Wird der Kern durch eine äußere Kraft aus seiner Ruhelage herausbewegt, befindet er sich also nicht mehr symmetrisch zwischen den beiden Sekundärspulen, so ändert sich entsprechend auch das Verhältnis der induzierten Spannungen, so daß aus den beiden in den Sekundärspulen hervorgerufenen Spannungen direkt ein Positionssignal abgeleitet werden kann, wie dies beispielsweise in Abbildung 5.9 (nach [14][S.122ff.]) dargestellt ist.

Bezüglich der Frequenz der Erregungsspannung, mit welcher die Primärspule des LVDT beaufschlagt wird, gilt zu beachten, daß diese mindestens das Zehnfache der höchsten zu messenden Frequenz (bezüglich der Positionsänderung des Kerns) betragen sollte. Da die Bodenbewegungen, wie sie in der Folge seismischer und vor allem teleseismischer Ereignisse auftreten, Frequenzen von deutlich unter 10Hz besitzen, ist dieser Punkt jedoch von eher untergeordneter Bedeutung, da die meisten Ansteuerungsschaltungen Signalgeneratoren verwenden, deren Ausgangsfrequenz im Kilohertzbereich liegt.

Ein sehr interessanter Baustein liegt in Form des AD598 von Analog Devices[15] vor (siehe [1]), der in einem einzigen Bauelement neben einem Sinusgenerator für die Ansteuerung der Primärspule eines LVDT die notwendige Elektronik für die Erzeugung eines direkt verwendbaren Positionssignales enthält (was mit über 30 US-Dollar für den Baustein leider auch seinen Preis hat). Die Frequenz der Erregerspannung kann hierbei in einem Bereich von 20Hz bis 20kHz durch wenige externe Bauelemente festgelegt werden, wobei ihre Amplitude bis zu 24V betragen kann[16].

Der Selbstbau eines LVDT gestaltet sich in der Regel verhältnismäßig aufwendig, was in erster Linie auf das Wickeln der benötigten Primär- und Sekundärspulen zurückzuführen ist, so daß in der Regel auf einen kommerziell erhältlichen Sensor zurückgegriffen werden dürfte.

5.7.3 Kapazitive Aufnehmer

Kapazitive Sensoren können zunächst (etwas vereinfachend) als Abwandlung des LVDT-Prinzips betrachtet werden. In der Regel besitzt ein kapazitiver Sensor, wie er für die Positionsaufnahme einer Seismometermasse Verwendung finden kann, einen wie in Abbildung 5.10 dargestellten Aufbau.

Zentrale Elemente sind meist zwei am Pendelrahmen befestigte Flächenelektroden, die von einem Differentialverstärker mit zwei um π gegeneinander versetzten Sinussignalen angesteuert werden. Zwischen diesen beiden Elektroden befindet sich eine dritte Elektrode, die an der beweglichen Masse des Seismometers befestigt ist und ihre Position zwischen den beiden feststehenden Elektroden entsprechend verändert, wenn sich die Masse bezüglich des sie umgebenden Rahmens bewegt.

Befindet sich die bewegliche Elektrode genau in der Mitte der beiden äußeren Elektroden, heben sich die beiden gegeneinander versetzten Signale auf, so daß keine Ausgangsspannung generiert wird. Wird sie in Richtung auf eine der beiden Elektroden hin ausgelenkt, überwiegt die entsprechende Signalkomponente, da sich der kapazitive Widerstand auf der einen Seite verkleinert, während er auf der anderen entsprechend anwächst[17].

---

[15] `http://www.analog.com`

[16] Mit kleinen Abwandlungen seiner äußeren Beschaltung läßt sich der AD598 jedoch auch mit mechanisch wesentlich weniger aufwendigen kapazitiven Aufnehmern, wie sie im folgenden Abschnitt beschrieben werden, verwenden – siehe hierzu Anhang A.

[17] Abweichend – und in seinen Übertragungseigenschaften zugegebenermaßen schlechter – ist eine hierzu inverse Anordnung der Elektroden möglich, wie sie in Abschnitt 11 zum Einsatz gelangt, bei der über die mittlere Platte Energie in die Konstruktion eingekoppelt wird, die über die beiden feststehenden äußeren Platten abgenommen werden kann. Hierbei muß mit Hilfe eines als Addierer geschalteten Operationsverstärkers ein

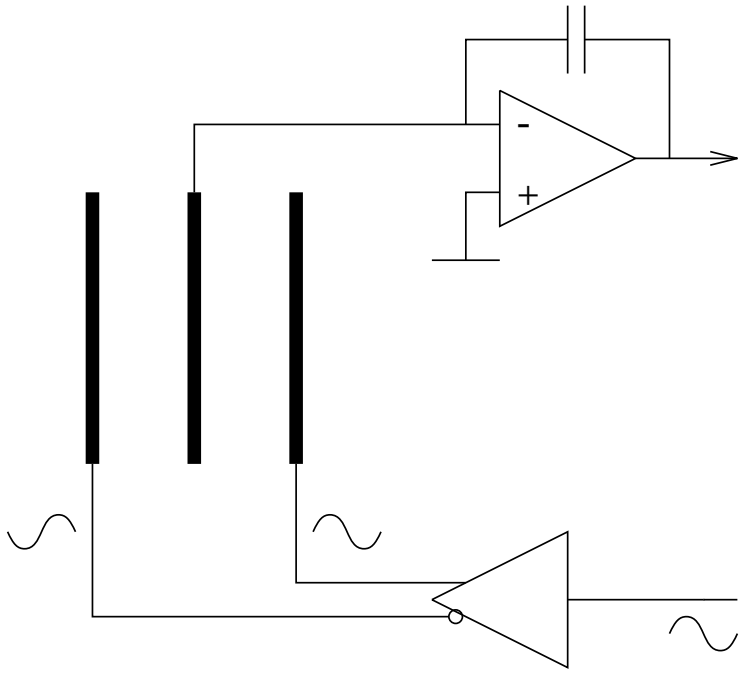


Abbildung 5.10: Kapazitiver Dreiplattenpositionssensor

Letztlich stellt ein solcher Aufbau eine kapazitive Halbbrücke dar, was den Vorteil hat, daß sich umgebungsparameterabhängige Änderungen der beiden Teilkondensatoren gegenseitig aufheben, so daß ein wesentlich stabilerer Betrieb möglich ist, als dies bei einer auf nur zwei Platten beruhenden Variante der Fall wäre.

Bei der Ansteuerung einer solchen Schaltung ist es von Vorteil, ein möglichst reines Sinussignal zu verwenden, das also einen nur geringen Anteil höherfrequenter Harmonischer aufweist, um die folgenden Stufen der Signalaufbereitung entsprechend einfach zu halten.

Der zentrale Punkt bei der Entwicklung eines solchen kapazitiven Dreiplattensensors ist die Kapazität der beiden Teilkondensatoren, die sich nach [6][S.38] anhand der folgenden Daumenregel für Luft als Dielektrikum bestimmen läßt:

$$C = 0.08854\frac{A}{s}$$

Hierbei stellt s den Abstand von je zwei Platten zueinander dar, A ist die Plattenfläche in Quadratzentimetern, so daß sich die Kapazität C in pF ergibt. Für Platten mit einer Fläche von 10cm^2 und einen Abstand von 2mm ergibt sich somit eine Kapazität von 4.427pF[18].

Differenzsignal dieser beiden Ausgangssignale gebildet werden.

[18] Mit einer solchen Konfiguration (allerdings mit abweichender Dimensionierung) gelang es bereits 1973, Positionsänderungen der mittleren Kondensatorplatte von 10^{-13}m nachzuweisen.

Die Empfindlichkeit einer solchen Anordnung hinsichtlich der Auslenkung der mittleren Platte aus ihrer Ruhemittellage läßt sich am einfachsten durch Verringern des Plattenabstandes erreichen, wobei bezüglich Selbstbauinstrumenten Abstände unterhalb einiger weniger Millimeter in den wenigsten Fällen erzielbar sind.

Zu beachten ist hierbei nicht zuletzt der Dämpfungseffekt, welcher durch die zwischen den drei Platten eingeschlossene Luft hervorgerufen wird – ein Effekt, der mit sinkendem Plattenabstand entsprechend zunimmt. Ebenfalls beachtet werden müssen elektrostatische Anziehungs- und Abstoßungskräfte zwischen den einzelnen Platten, die vor allem durch die Auslegung der folgenden Verstärkerstufe, d.h. in erster Linie durch deren Eingangsimpedanz bestimmt werden.

Sollen sehr geringe Plattenabstände gewählt werden, ist es zum einen unumgänglich, die Kondensatorplatten (zumindest die mittlere Platte) mit Lochungen zu versehen oder als Drahtnetze auszulegen und zum anderen eine sehr hochohmige Verstärkerstufe vorzusehen, d.h. den Operationsverstärker entgegen der Darstellung in Abbildung 5.10 in nichtinvertierender Beschaltung zu betreiben, um Rückwirkungen durch elektrostatische Kräfte, die durch den fließenden Ausgangsstrom der beweglichen Platte bei niederohmigem Verstärkereingang hervorgerufen werden, zu minimieren[19].

Im Vergleich zu einem LVDT-Sensor eignen sich kapazitive Sensoren für den Selbstbau empfindlicher Seismometer wesentlich besser, da die Fertigung möglichst präzise gearbeiteter Kondensatorplatten einfacher als die Anfertigung entsprechender LVDT-Spulen ist. Auf jeden Fall ist jedoch darauf zu achten, daß die bewegliche mittlere Platte im gesamten zulässigen Auslenkungsbereich der Pendelmasse stets möglichst parallel zu den beiden feststehenden Elektroden geführt wird, um Nichtlinearitäten gering zu halten.

5.7.4 Optische Aufnehmer

Ebenfalls sehr gut geeignet für den Selbstbau eines Positionssensors sind optische Sensoren, deren Grundprinzip in Abbildung 5.11 dargestellt ist. Im wesentlichen setzt sich ein solcher Aufnehmer aus einer Lichtquelle (am besten einer Leuchtdiode), die idealerweise von einer Konstantstromquelle versorgt wird, sowie einem photoempfindlichen Bauelement wie einem Phototransistor o.ä. zusammen.

Sowohl die Lichtquelle als auch der Phototransistor befinden sich hinter Schlitzblenden, die durch Streulicht hervorgerufene Störeffekte minimieren

[19] Die wohl umfassendste Darstellung kapazitiver Sensoren mit einer Vielzahl von Schaltungsvorschlägen und Berechnungsgrundlagen findet sich in [6].

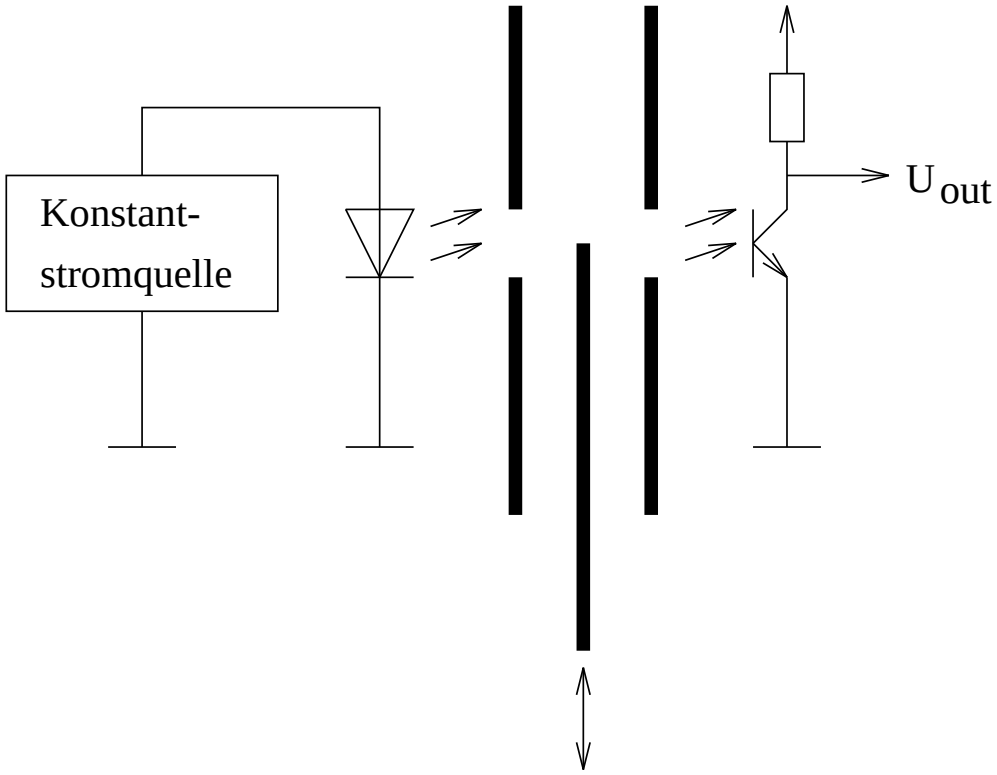


Abbildung 5.11: Prinzip eines optischen Sensors

und zwischen sich denen eine beweglich montierte Fahne befindet, durch welche die effektive Spaltbreite, durch die Licht von der Quelle auf den Phototransistor fällt, in Abhängigkeit von der Position verändert wird.

Bewährt für die Konstruktion der Schlitzblenden sowie der Fahne haben sich Rasierklingen, die neben einer scharfkantigen Begrenzung den Vorteil einer sehr geringen Dicke besitzen. Montiert man je zwei dieser Klingen verschiebbar an jeder der beiden Blenden, kann in einfacher Art und Weise mit unterschiedlichen Blendenbreiten experimentiert werden, um die ideale Dimensionierung für einen konkreten Einsatzfall zu bestimmen. Wichtig ist, daß die gesamte Konstruktion gut gegen Umgebungsstreulicht geschützt wird, falls nicht mit einer modulierten Lichtquelle gearbeitet wird[20].

5.7.5 Hallaufnehmer

Eine weitere Möglichkeit, die Absolutposition der Meßmasse bezüglich des sie umgebenden Rahmens zu bestimmen, besteht darin, an ihr einen Magneten zu befestigen, dessen Magnetfeld auf einen am Rahmen montierten Hallsensor wirkt, der wiederum eine Ausgangsspannung erzeugt, die von der Stärke des äußeren Magnetfeldes abhängt. Wird nun dafür gesorgt,

[20] Besondere Beachtung verdient dieser Punkt, wenn mit Hilfe eines auf diese Art gewonnenen Positionssignales eine aktive Dämpfungsregelung gesteuert wird.

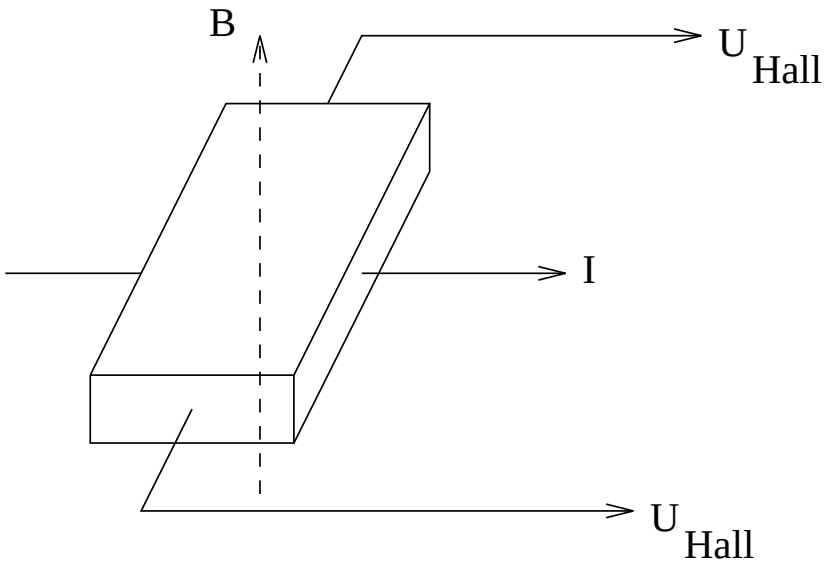


Abbildung 5.12: Prinzip eines Hallsensors

daß sich Positionsänderungen der Pendelspitze in Änderungen des auf den Hallsensor einwirkenden Magnetfeldes äußern, indem sich der Abstand zwischen Magnet und Sensor verringert oder vergrößert, kann die Ausgangsspannung des Hallsensors als ein Maß für die Position der Pendelmasse verwendet werden.

Fließt in einem Leiter, der sich in einem äußeren Magnetfeld befindet, ein Strom senkrecht zur Richtung des Magnetfeldes, so sorgt die Lorenzkraft[21] dafür, daß an den bezüglich dieses Stromes sowie des einwirkenden Magnetfeldes jeweils senkrecht angeordneten Elektroden eine Spannung auftritt. Dieser Effekt wird als *Hall-Effekt* bezeichnet und kann als Maß für die Stärke eines Magnetfeldes Einsatz finden. Abbildung 5.12 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Hallsensors (für den zentralen Leiter findet in der Regel ein Halbleitermaterial Verwendung, auf dem gleichzeitig erste Verstärkerstufen integriert werden können).

Für Selbstbauinstrumente sind Hallaufnehmer mitunter sehr geeignete Sensoren, da sich mit hinreichend starken Magneten und kleinen Spalten zwischen Aufnehmer und Magnet sehr hohe Auflösungen realisieren lassen[22].

[21] Bewegt sich ein elektrisch geladenes Teilchen in einem Magnetfeld, so wird es durch die sogenannte *Lorentzkraft* senkrecht zu seiner Bewegungsrichtung und zur Richtung des auf es einwirkenden Magnetfeldes abgelenkt.

[22] `http://mariottim.interfree.it/doc11_e.htm` berichtet beispielsweise von einer erzielten Auflösung von ±20nm bei einem nutzbaren linearen Auslenkungsbereich des Pendels von 0.8mm.

5.7.6 Piezoelektrische Aufnehmer

Auch der bei polaren Kristallen auftretende *Piezoeffekt* läßt sich in seismischen Instrumenten nutzen. Hierbei wird auf die Eigenschaft zurückgegriffen, daß sich bei polaren Kristallen (mit mehreren polaren Achsen) durch mechanische Deformation eine Polarisierung und damit eine Spannung an den Rändern des Kristalls erzeugen läßt.

Besonders gut nutzbar ist dieser Effekt für Beschleunigungsaufnehmer, bei denen beispielsweise eine Masse an einer Seite eines balkenförmigen solchen Kristalls befestigt ist, während das andere Ende des Kristalls fest mit dem Boden verbunden ist, so daß bei Bodenbewegungen Biegeschwingungen des Kristalls hervorgerufen werden, in deren Folge entsprechende Piezospannungen erzeugt werden, die sich mit Hilfe eines möglichst hochohmigen Operationsverstärkers verstärken lassen.

Ist die Ausgangsspannung eines einzelnen solchen Kristalls für eine Weiterverarbeitung zu gering, können auch mehrere Kristalle in Form sogenannter *Stacks* zusammengefaßt werden (was allerdings die mechanischen Eigenschaften des Aufbaus entsprechend verändert).

5.7.7 MET-Transducer

Ein neuartiges Verfahren wurde unlängst von der Firma Precision Measurement Devices[23] entwickelt – sogenannte *Molecular Electronic Transfer*-Transducer, kurz auch als *MET*-Transducer bezeichnet. Hierbei wird die Bewegung eines Elektrolyten zwischen Meßelektroden als Grundlage herangezogen, wie Abbildung 5.13 schematisch zeigt.

Grundelemente eines solchen Sensors sind mehrere als Anoden und Kathoden verwendete Elektroden aus Platindraht, die durch eine poröse Keramik voneinander getrennt sind und sich in einem Gefäß mit einer konzentrierten Elektrolytlösung befinden. Wird nun an die Anoden und Kathoden eine geringe Spannungsdifferenz gelegt, bildet sich bei ruhendem Elektrolyten in diesem ein Konzentrationsgradient aus, der durch eine von außen einwirkende Beschleunigung gestört wird, was einen entsprechenden Ladungstransfer zwischen den Elektroden zur Folge hat, der wiederum als Meßsignal herangezogen werden kann.

Auch ein Feedback zur aktiven Dämpfung einer solchen Vorrichtung ist aufgrund der Leitfähigkeit des Elektrolyten (wie in [32] beschrieben) mit Hilfe eines externen Magnetfeldes möglich.

Einer der größten Vorteile eines solchen Sensors besteht darin, daß keine große ruhende Masse als Bezugspunkt Verwendung findet, so daß bezüglich

[23] `http://pmdsci.home.att.net`

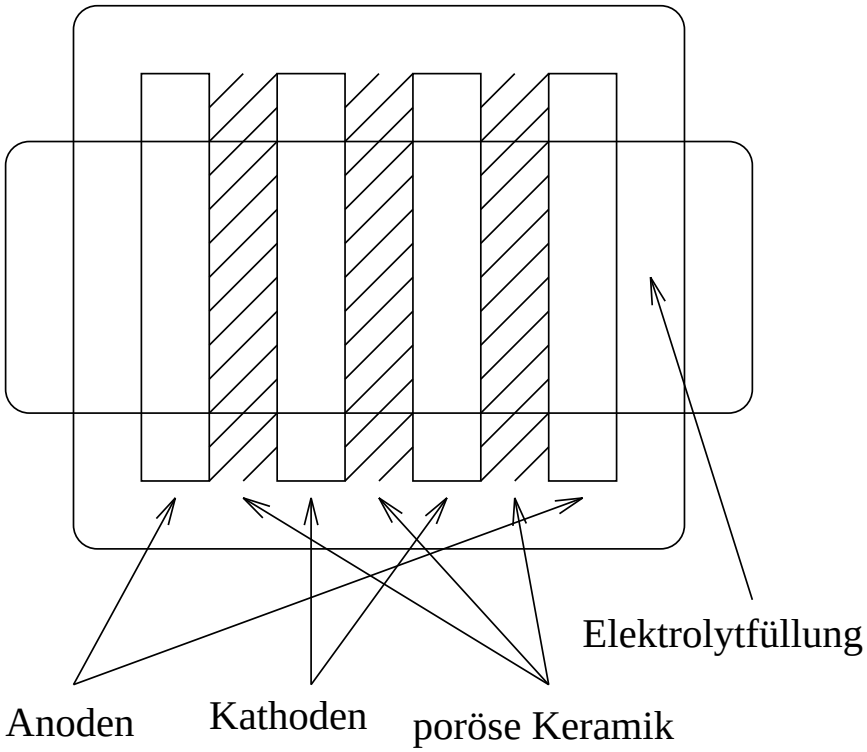


Abbildung 5.13: Ein MET-Transducer

des Transportes eines solchen Instrumentes keine Sicherungen befestigt werden müssen, etc. Darüberhinaus zeichnen sich MET-Sensoren durch vollkommende Wartungsfreiheit und große Lebensdauer aus, da sie keine beweglichen mechanischen Teile beinhalten.

Nachdem nun eine Reihe verschiedener Meßfühlerprinzipien zumindest kurz beschrieben wurde, befassen sich die folgenden Abschnitte mit den Grundlagen der Umwandlung der ursprünglich in analoger Form vorliegenden Meßdaten in digitale Werte sowie deren Weiterverarbeitung.

Kapitel 6

Grundlagen der Analog-Digital-Wandlung und Datenerfassung

Um ein zunächst rein analog vorliegendes Signal mit Hilfe eines Digitalrechners weiterverarbeiten zu können, muß dieses zunächst in eine ihm möglichst äquivalente digitale Repräsentation überführt werden, was im allgemeinen durch eine Abtastung des jeweiligen Wertes des analogen Ursprungssignales mit Hilfe eines sogenannten Analog-Digital-Wandlers, kurz auch als *AD-Wandler* bezeichnet, in regelmäßigen Zeitabständen, dem sogenannten *Abtastintervall* Δ, geschieht.

Da diese Umwandlung eines analogen Signals in eine digitale Darstellung nur zu bestimmten, diskreten Zeitpunkten stattfindet, und überdies auch nicht mit beliebig großer Genauigkeit möglich ist, stellt eine solche Umwandlung in jedem Fall einen verlustbehafteten Prozeß dar, so daß sich die Frage stellt, welche Bedingungen für die Wahl des Abtastintervalls sowie die Genauigkeit, die sogenannte *Auflösung* des eigentlichen Wandlers, erfüllt sein müssen, um ein Analogsignal bestimmter Struktur möglichst verlustfrei in eine digitale Darstellung umwandeln zu können. Fragen, denen sich die folgenden Abschnitte widmen.

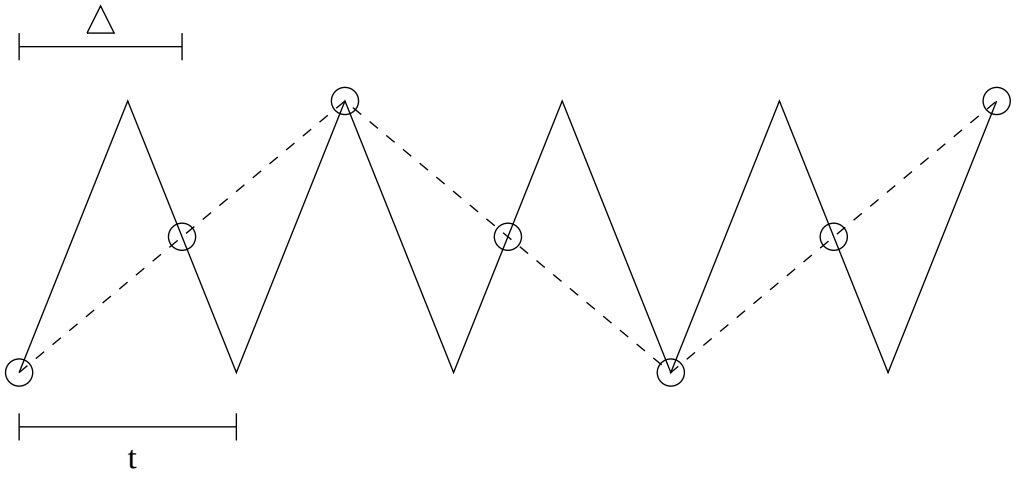


Abbildung 6.1: Aliasingeffekt bei falscher Wahl des Abtastintervalls

6.1 Aliasingeffekte und das Abtasttheorem

Zunächst soll der Einfluß der Wahl des Abtastintervalls Δ auf die resultierende Darstellung eines analogen Signals in digitaler Form betrachtet werden. Δ bezeichne also die Länge des Zeitraumes, der zwischen zwei Abtastvorgängen des Analogsignales durch den Analog-Digital-Wandler verstreicht. Abbildung 6.1 zeigt ein umzuwandelndes, dreieckförmiges Signal (durchgezogene Linie) mit einer Periode von t sowie Abtastpunkten (Kreise), die einem Abtastintervall von Δ entsprechen. Die resultierende Kurvenform, die sich aus den an den Abtastpunkten gewonnenen Werten ergibt, ist gestrichelt eingezeichnet.

Wie leicht zu erkennen ist, wird dieses Signal zu selten abgetastet, so daß sich ein verzerrtes, d.h. in diesem Zusammenhang in Bezug auf den zeitlichen Verlauf gestrecktes Abbild des ursprünglichen Signales ergibt. Dieser Effekt wird gemeinhin als *Aliasing* bezeichnet und tritt stets dann auf, wenn ein Signal mit gegebenem höchsten Frequenzanteil mit einem zu großen Abtastintervall konvertiert wird. Solche Abtastfehler sind im allgemeinen nachträglich nicht rückgängig zu machen und müssen insofern bereits im Vorfeld vermieden werden.

Wie muß nun für ein Signal mit einem höchsten Frequenzanteil f_s das Abtastintervall für die Konversion gewählt werden, um eine Verzerrung durch Aliasingeffekte auszuschließen? Zunächst ist einem Abtastintervall Δ eine Abtastfrequenz $f_a = \frac{1}{\Delta}$ zugeordnet. Allgemein muß für diese beiden Grundfrequenzen, die im Rahmen einer solchen Konversion auftreten, die Beziehung

$$f_a = 2f_s \tag{6.1}$$

erfüllt sein. Um also ein Signal, dessen höchstfrequenter Anteil die Frequenz f_s besitzt, verzerrungsfrei umwandeln zu können, muß die Abtastfrequenz

f_a doppelt so groß wie f_s gewählt werden. Diese nötige Abtastfrequenz beziehungsweise Abtastrate wird als *kritische* oder auch *Nyquist-Frequenz* bezeichnet, Gleichung (6.1) auch als *Abtasttheorem*.

Als Beispiel diene ein Meßsignal eines Seismometers, dessen höchste Teilfrequenz im Vorfeld bekannt sei – dies ist in vielen Fällen keine hypothetische Voraussetzung, da zum einen durch bauliche Eigenschaften des eigentlichen Meßaufnehmers der Frequenzumfang des Ausgangssignales zumindest abgeschätzt werden kann und zum anderen durch geeignete Filtermaßnahmen, wie sie in den Abschnitten 6.2 und folgenden beschrieben werden, notfalls eine künstliche Beschränkung der höchsten auftretenden Frequenzen eines umzuwandelnden Signales erzielt werden kann.

Dieser höchstfrequente Signalanteil besitze beispielhaft eine Frequenz von $f_s = 5\text{Hz}$ – hieraus ergibt sich die mindestens nötige Abtastfrequenz zu $f_a = 2f_s = 10\text{Hz}$, d.h. für das Abtastintervall gilt entsprechend $\Delta = \frac{1}{10}\text{s}$. Mit dieser Wahl von f_a beziehungsweise Δ kann also eine aliasingfreie Umwandlung des zur Verfügung stehenden Meßsignales erfolgen.

Im allgemeinen ist eine vollkommen freie Wahl von Δ nicht möglich, da hier zum einen bauliche Besonderheiten des zum Einsatz gelangenden AD-Wandlers und zum anderen eventuell Schwierigkeiten bezüglich der Menge der im Verlauf der Umwandlung anfallenden Datenmengen zum Tragen kommen. Weiterhin muß stets davon ausgegangen werden, daß das eigentliche Meßsignal von hochfrequenten Störsignalanteilen überlagert wird, die – bei im Prinzip korrekter Wahl von Δ anhand der Struktur des eigentlichen Meßsignales – ihrerseits Aliasingeffekte hervorrufen können.

Aus diesem Grunde ist es normalerweise nicht möglich, ein umzuwandelndes Signal direkt einem Analog-Digital-Wandler zuzuführen. Vielmehr wird dem Wandler eine Filterstufe vorausgehen, die sicherstellt, daß das im Anschluß hieran resultierende Signal keine Frequenzanteile aufweist, deren Frequenz größer als die halbe Abtastfrequenz f_a ist. Da sich zunächst nur höherfrequente Signalanteile störend beziehungsweise gar fehlerverursachend auswirken, sind an dieser Stelle sogenannte *Tiefpaßfilter* nötig, welche ausschließlich Frequenzanteile dämpfen, die über einer bestimmten, von der technischen Realisierung des jeweiligen Filters abhängigen *Grenzfrequenz* liegen, während Anteile, deren Frequenz unterhalb dieser Grenzfrequenz liegen, nahezu ungehindert passieren können (was den Begriff des Tiefpaßfilters erläutert).

Die folgenden Abschnitte befassen sich nun mit der Ausführung sowie der geeigneten Wahl solcher Filter, wie sie im Rahmen von AD-Wandlern zum Einsatz gelangen. Praktische Beispiele für die Realisierung solcher Tiefpaßfilter finden sich in den Abschnitten 8 und 13, in denen praktisch implementierte Vorverstärker für passive Seismometer beziehungsweise

Geophone vorgestellt werden. Da diese Verstärker mitunter sehr große Verstärkungsfaktoren ermöglichen müssen, werden auch vergleichsweise hochfrequente Störanteile, wie sie aus dem Lichtnetz und anderen Quellen eingekoppelt werden, entsprechend mitverstärkt, so daß diese, ohne eine entsprechende Tiefpaßfilterung, eine korrekte, d.h. nicht signalverfälschende Umwandlung des Meßsignales in eine digitale Repräsentation unmöglich machen würden.

6.2 Filter

Zur Filterung analoger Signale wurden im Lauf der Zeit eine Vielzahl unterschiedlichster Schaltungen vorgeschlagen und eingesetzt, so daß in den folgenden Abschnitten lediglich auf einige herausragende und einfach implementierbare Varianten detaillierter eingegangen wird. Eine umfassende Beschreibung der wichtigsten Filtertechniken findet sich beispielsweise in [18][S.54ff. bzw. S.301ff.], der Entwurf aktiver Filter mit Hilfe entsprechender Programme wird in [31] behandelt.

Im Grunde beruht die Mehrzahl aller Filter auf einer der beiden in Abbildung 6.2 dargestellten Grundschaltungen – beide Teile der Abbildung stellen Spannungsteiler dar, die sich aus jeweils einem Widerstand R sowie einem Kondensator C zusammensetzen und sich nur dahingehend unterscheiden, welches dieser Bauelemente einseitig an Masse liegt.

Da ein Kondensator einen frequenzabhängigen Widerstand darstellt, handelt es sich also in beiden Fällen um Spannungsteiler, deren Teilerverhältnis nicht nur von der Wahl der Werte für R und C, sondern darüberhinaus auch von der Frequenz der angelegten Spannung abhängig ist. Da in der linken Teilabbildung der Kondensator C die Verbindung des Spannungsteilers zu Masse vollzieht, handelt es sich um ein Tiefpaßfilter, da Signale mit steigender Frequenz stärker gedämpft werden. Entsprechend stellt die rechte Hälfte der Abbildung ein Hochpaßfilter dar, da hier die Masseverbindung über den festen Widerstand R besteht, während der frequenzabhängige Widerstand durch C repräsentiert wird, der in der Signalzuführung liegt.

Eine der wichtigsten Größen bei Filtern stellt die bereits erwähnte Grenzfrequenz dar – hiermit wird die Frequenz bezeichnet, bei der das Filter eine Dämpfung des Eingangssignales um 3dB hervorruft – diese Grenzfrequenz, im folgenden als f_g bezeichnet, ergibt sich für die in Abbildung 6.2 dargestellten Grundschaltungen zu

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}, \tag{6.2}$$

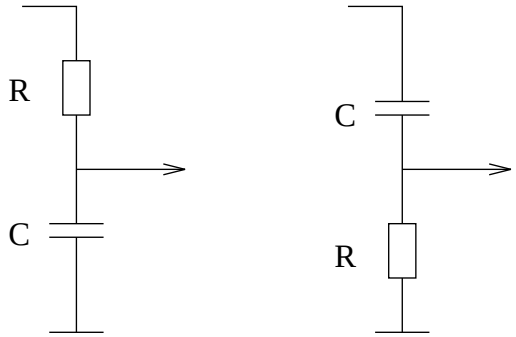


Abbildung 6.2: Die beiden wesentlichen Filtergrundschaltungen

wobei R und C jeweils in Ohm beziehungsweise Farad angegeben werden. Zur Verdeutlichung diene folgendes Beispiel: Es ist ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 5Hz zu entwerfen, wobei der zum Einsatz gelangende Kondensator eine sozusagen „handliche“ Größe von $C = 1\mu$F aufweisen soll. Wird nun $R = 32000$ Ohm gewählt, ergibt sich nach Gleichung (6.2) eine Grenzfrequenz von $f_g \approx 4.97$Hz, was hinreichend nahe an der gewünschten Grenzfrequenz liegt, um als praktikable Wahl angesehen zu werden, da allein die herstellungsbedingten Bauteiletoleranzen Größenordnungen von zumindest einigen Prozent aufweisen.

Eine weitere wichtige Größe im Zusammenhang mit Filtern ist die sogenannte *Ordnung* eines Filters. Diese ist ein Maß für die Anzahl mehr oder minder direkt hintereinander geschalteter Filterstufen, die im allgemeinen durch Verstärker oder zumindest Impedanzwandler voneinander getrennt sind, und somit für die *Steilheit* des Filters, d.h. für die Änderung der Abschwächung des Eingangssignales in Abhängigkeit von seiner Frequenz. Der Zusammenhang zwischen Ordnung und Steilheit eines Filters ist jedoch auch in großem Maße von der Struktur des Filters abhängig – Beispiele für komplexere Filter finden sich in den folgenden Abschnitten.

Einfache passive Filter, wie die in Abbildung 6.2 dargestellten, besitzen eine sehr geringe Steilheit – so beträgt die Dämpfung des Eingangssignales beispielsweise erst bei Erreichen der hundertfachen Grenzfrequenz den Wert 100.

In der Mehrzahl aller Fälle werden sicherlich Filter mit deutlich größerer Steilheit benötigt, eine Anforderung, die einfache passive Filter wie die eben beschriebenen Grundtypen nicht erfüllen können. In solchen Fällen wird normalerweise auf sogenannte *aktive Filter* zuruckgegriffen, die ihren Namen der Tatsache verdanken, daß sie nicht nur auf passive Bauelemente wie Widerstände und Kondensatoren (oder auch Spulen) zurückgreifen, sondern auch aktive Bauelemente, unter denen der Operationsverstärker die Hauptrolle einnimmt, einbeziehen. Solche Filter sind der Gegenstand der Betrachtungen der sich anschließenden Abschnitte.

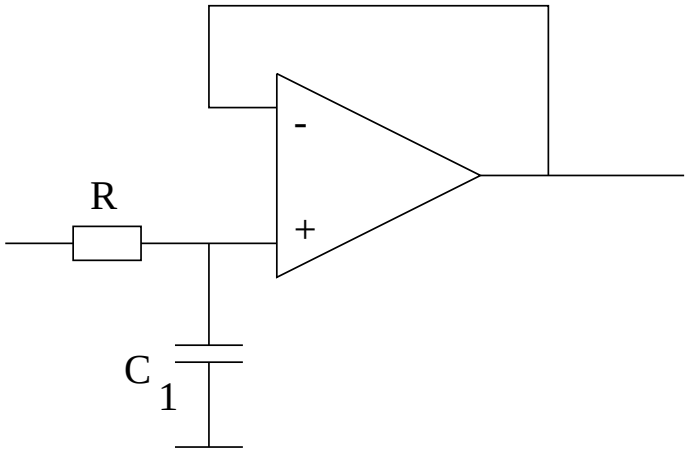


Abbildung 6.3: Tiefpaßfilter 1. Ordnung

6.2.1 Sallen-Key-Filter

Die einfachste Form eines aktiven Filters, wie in Abbildung 6.3 am Beispiel eines Tiefpaßfilters erster Ordnung dargestellt, setzt sich im Grunde genommen lediglich aus einem passiven Tiefpaß, wie er im vorangegangenen Abschnitt bereits beschrieben wurde sowie einer Pufferstufe in Form eines als Impedanzwandler geschalteten Operationsverstärkers zusammen.

Mit einer solchen Anordnung können zwar auf einfache Weise Einflüsse, wie sie von dynamischen Lasten am Ausgang eines passiven Filters hervorgerufen werden können (in der Mehrzahl aller Fälle handelt es sich hierbei um kapazitive oder induktive Lasten, deren Innenwiderstand ebenfalls in großem Maße frequenzabhängig ist), wirksam von den eigentlichen Filterelementen R und C ferngehalten werden. Jedoch ändert sich durch diese Maßnahmen nichts an der nur geringen Steilheit eines solchen Filters.

Eine Erweiterung dieser Schaltung, die nach ihren Entwicklern als *Sallen-Key-Filter* bezeichnet wird, ist in Abbildung 6.4 dargestellt – hierbei handelt es sich in erster Näherung um eine Variante eines einfachen Tiefpaßfilters zweiter Ordnung, das in seiner passiven Variante durch Hintereinanderschalten zweier passiver Tiefpaßfilter ersten Grades (siehe linke Hälfte von Abbildung 6.2) entsteht. Im Unterschied zu einer einfachen Serienschaltung zweier passiver Tiefpaßfilter, bei denen beide Kondensatoren gegen Masse geschaltet sind, liegt hier nur der Kondensator C_2 der zweiten Stufe an Masse, während der Kondensator C_3 der ersten Stufe stattdessen mit dem Ausgang der Impedanzwandlerstufe verbunden ist (eine Schaltungsvariante, die auch als *Bootstrapping* bezeichnet wird).

Bei niedrigen Frequenzen weisen die beiden Kondensatoren einen hohen Innenwiderstand auf, sind also kaum wirksam, so daß das Eingangssignal verhältnismäßig ungehindert die Impedanzwandlerstufe durchläuft. Mit steigender Eingangsfrequenz sinken die frequenzabhängigen Widerstände

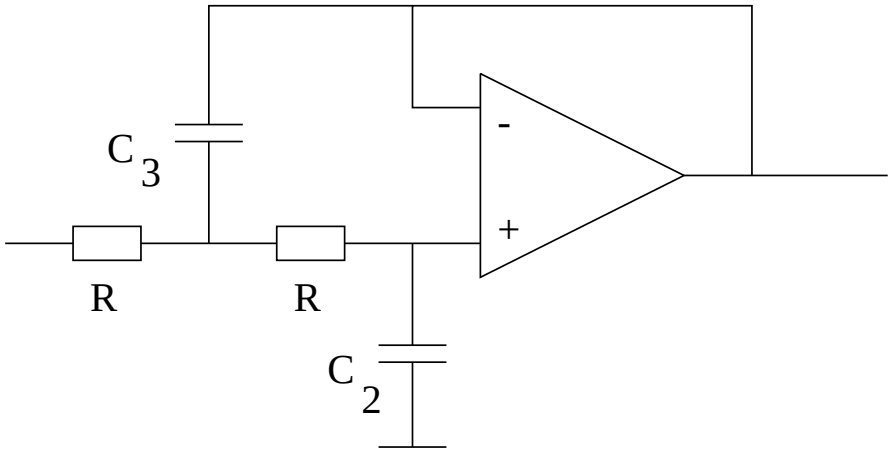


Abbildung 6.4: Tiefpaßfilter 2. Ordnung

der beiden Kondensatoren, d.h. C_2 stellt, zusammen mit dem ihm vorangehenden Widerstand R einen Spannungsteiler dar, der einen immer geringeren Teil der Eingangsspannung an den Eingang des Impedanzwandlers leitet, während C_3 als immer geringerer Rückführungswiderstand wirksam wird, was zu einer Erhöhung der Steilheit des Filters führt.

Eine detaillierte Analyse der Vorgänge innerhalb eines solchen Sallen-Key-Filters sowie der Eigenschaften dieses Schaltungstyps findet sich in sehr schöner und kompakter Form in [19] – für die folgenden Ausführungen sind die bisherigen Bemerkungen ausreichend, so daß nicht weiter auf die zugrundeliegenden Effekte eingegangen werden soll.

Zu bemerken ist noch, daß die gegebenen Schaltungen für Tiefpaßfilter leicht in Hochpaßfilter umgewandelt werden können, indem Kondensatoren und Widerstände gegeneinander vertauscht werden, wobei nun im Falle eines Filters zweiter Ordnung die beiden Kondensatoren dieselbe Kapazität aufweisen, während sich die Werte der beiden Widerstände im allgemeinen unterscheiden werden, während bei einem Tiefpaßfilter beide Widerstände denselben Wert besitzen, sich jedoch C_3 und C_2 bezüglich ihrer Kapazität voneinander unterscheiden.

6.2.1.1 Dimensionierung

Von der Wahl der Werte für C_1, C_2, C_3 sowie R hängen nun die grundlegenden Eigenschaften des konstruierten Filters ab – sie beeinflußt neben der Grenzfrequenz f_g auch die Steilheit des Filters sowie die Form der Filterkennlinie[1], die im allgemeinen natürlich möglichst geradlinig für Frequenzen $< f_g$ sein soll, um unnötige Verzerrungen des Nutzsignales zu vermeiden.

[1]Die Filterkennlinie beschreibt das Durchlaßverhalten, d.h. die durch das Filter ausgeübte Dämpfung des Eingangssignals in Abhängigkeit von der Frequenz dieses Signals.

Es existiert eine ganze Reihe verschiedener Verfahren zur Bestimmung der nötigen Werte für die passiven Bauelemente solcher Filter, wobei jedoch normalerweise im Fall von Tiefpaßfiltern zunächst ein geeigneter Wert für den Widerstand R gewählt wird, zu dem im nächsten Schritt die zugehörigen Werte für C_1, C_2 und C_3 bestimmt werden. Das dieser Bestimmung zugrundeliegende mathematische Verfahren entscheidet über den Typ des resultierenden Filters, wobei einer der wichtigsten Typen die sogenannten *Butterworth-Filter* sind, auf deren Dimensionierung im folgenden soweit eingegangen werden soll, wie es für die Auslegung der einzelnen Schaltungen im weiteren Verlauf notwendig ist. Sollen andere Filtertypen, wie zum Beispiel Tschebyscheff-Filter entwickelt werden, sei beispielsweise auf [18][S.307ff.] verwiesen.

Tabelle 6.1 stellt eine Reihe von Koeffizienten dar, wie sie zur Dimensionierung von Butterworthfiltern eingesetzt werden. Den Kondensatoren C_1 (für Filter erster Ordnung) beziehungsweise C_2 und C_3 (für Filter zweiter Ordnung) sind hierbei jeweils die Koeffizienten k_1, k_2 und k_3 zugeordnet. Sollen Filter realisiert werden, deren Ordnung 2 übersteigt, so werden diese aus Hintereinanderschaltungen von Filtern der Ordnungen 1 und 2 aufgebaut. Ein Filter siebter Ordnung setzt sich also aus einer Serienschaltung, bestehend aus drei Filtern zweiter Ordnung sowie einem Filter erster Ordnung zusammen.

Die Durchlaßkennlinie, d.h. der Amplitudengang eines Butterworthfilters ist durch

$$\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2 n}}$$

gegeben, wobei hier das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung in Abhängigkeit von der variablen Frequenz f sowie der festen Grenzfrequenz f_g dargestellt wird. n entspricht der Ordnung des jeweils betrachteten Filters.

Abbildung 6.5 zeigt dieses Verhältnis (in ungewohnter linearer Skalierung – normalerweise wird in diesem Zusammenhang ein logarithmisches Gitter zugrunde gelegt, um die Änderung des Spannungsverhältnisses, die einige Größenordnungen überstreichen kann, möglichst handlich darstellen zu können) für Butterwortfilter verschiedener Größenordnungen (1, 2, 3, 4 und 5), wobei die größere Steilheit von Filtern höherer Ordnung deutlich wird. Hierbei überstreicht die auf der x-Achse dargestellte Eingangsfrequenz f den Bereich $0 \leq f \leq 10 f_g$ – gut zu erkennen ist, daß alle dargestellten Filter für den Fall $f = f_g$ den 3dB-Punkt berühren.

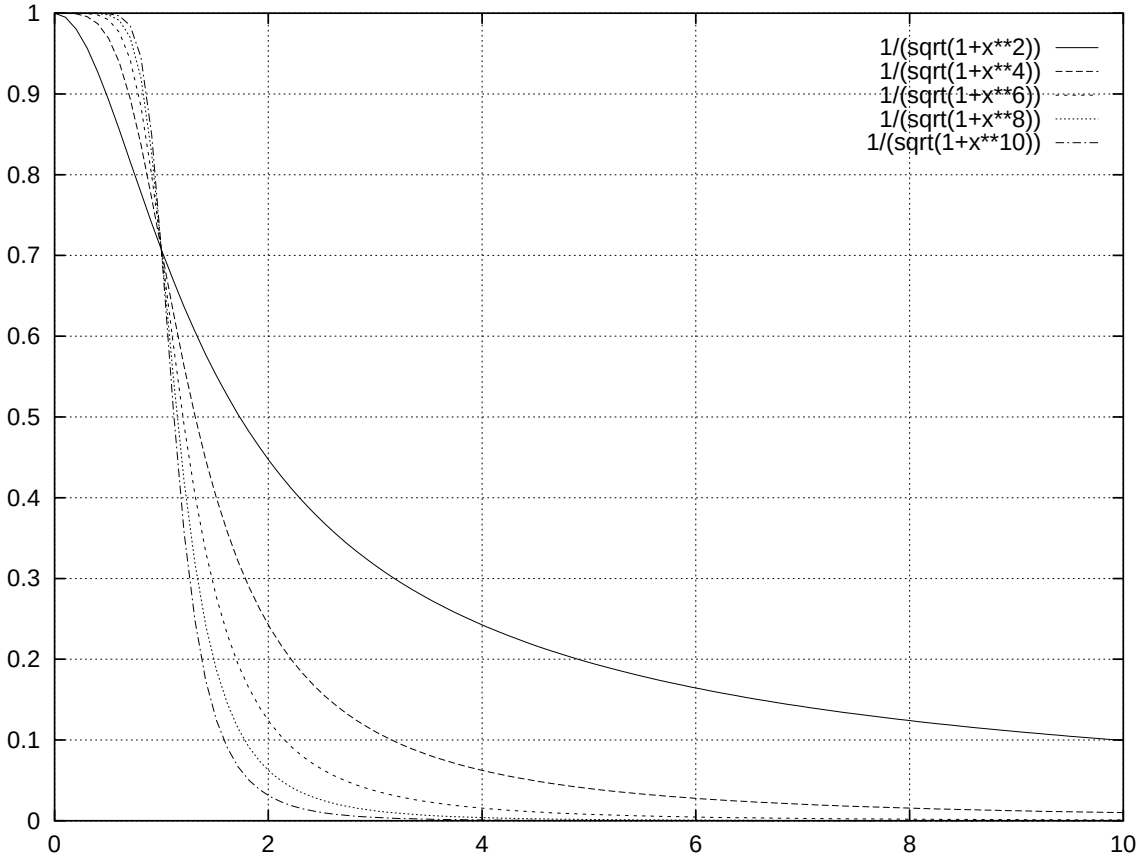


Abbildung 6.5: Steilheit von Butterworthfiltern in Abhängigkeit von der Filterordnung

Ordnung	k_1	k_2	k_3
2		0.707	1.414
3	1	0.5	2
4		0.924	1.082
		0.383	2.613
5	1	0.809	1.236
		0.309	3.236
6		0.966	1.035
		0.707	4.829
		0.259	3.864
7	1	0.9	1.11
		0.624	1.604
		0.223	4.494

Tabelle 6.1: Butterworthfilterkoeffizienten

Die Koeffizienten der Tabelle sind nun zeilenweise den ein, zwei, beziehungsweise drei Kondensatoren der jeweils nötigen Teilfilterstufen zugeordnet. Soll nun ein Tiefpaßfilter gegebener Ordnung mit einer ebenfalls

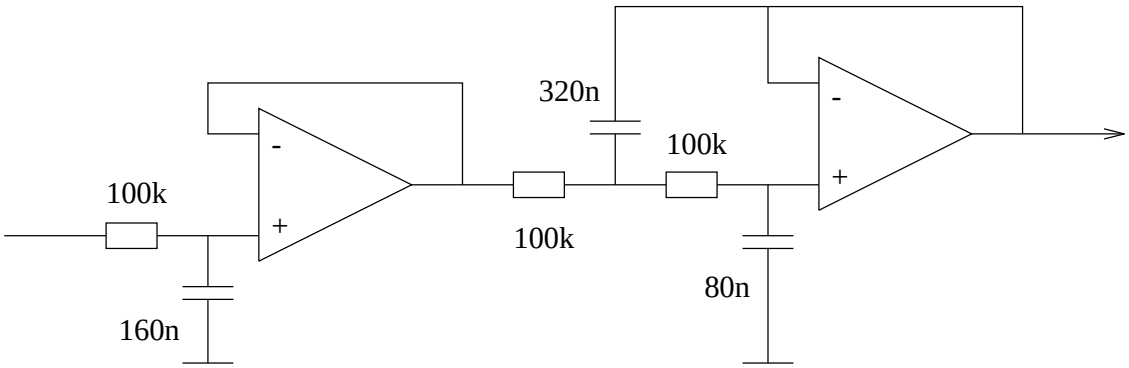


Abbildung 6.6: Beispiel eines Butterworth-Tiefpaßfilters dritter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_g = 10\text{Hz}$

gegebenen Grenzfrequenz f_g entwickelt werden, so ist zunächst ein praktikabler Wert für R zu wählen (normalerweise finden hierbei Werte zwischen etwa 10k und 100k Verwendung). Anschließend können gemäß

$$\mathrm{C}_i = \frac{k_i}{2\pi f_g R} \text{ mit } i = 1, 2, 3$$

die Werte für C_i bestimmt werden, wie folgendes Beispiel deutlich macht:

Es ist ein Filter dritter Ordnung mit einer Grenzfrequenz $f_g = 1\text{Hz}$ zu entwerfen. R wird mit 100k angesetzt, so daß sich für die drei nötigen Kondensatoren

$$\begin{aligned} \mathrm{C}_1 &= \frac{1}{2\pi \cdot 10\text{Hz} \cdot 100000\Omega} \approx 160\text{nF} \\ \mathrm{C}_2 &= \frac{0.5}{2\pi \cdot 10\text{Hz} \cdot 100000\Omega} \approx 80\text{nF} \\ \mathrm{C}_3 &= \frac{2}{2\pi \cdot 10\text{Hz} \cdot 100000\Omega} \approx 320\text{nF} \end{aligned}$$

ergibt. Die resultierende Gesamtschaltung ist in Abbildung 6.6 dargestellt.

Berücksichtigt man, daß die für die Messung und Untersuchung teleseismischer Ereignisse interessanten Frequenzanteile des Meßsignales mitunter deutlich unter 1Hz liegen, wird anhand des obigen Beispieles deutlich, daß die für Tiefpaßfilter mit derart niedrigen Grenzfrequenzen schnell Werte für R und C_1, C_2 beziehungsweise C_3 nötig werden, die nicht mehr trivial zu erzielen sind, da zu große Widerstandswerte die Schaltung mitunter instabil werden lassen und große Kapazitäten meist nur noch mit Hilfe von Elektrolytkondensatoren erzielt werden können, die sich meist durch eher schlechte Eigenschaften, wie große Leckströme, große Temperaturabhängigkeit, etc. auszeichnen. Darüberhinaus erfordern Butterworth- (ebenso wie

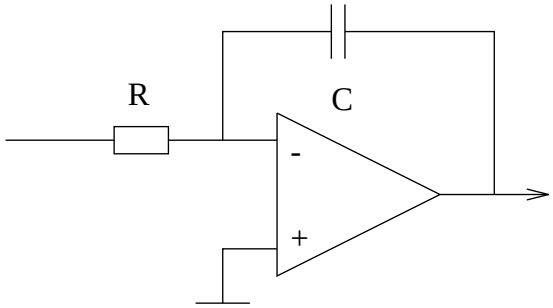


Abbildung 6.7: Grundschaltung eines analogen Integrierers

Tschebyscheff-) Filter eine verhältnismäßig genaue Einhaltung der errechneten Widerstands und Kapazitätswerte, was mitunter ebenfalls Schwierigkeiten bereitet, wenn diese Werte nicht ohne weiteres unter Zuhilfenahme der Standardwertreihen darstellbar sind.

Benötigt eine Meßaufgabe also Tiefpaßfilter mit sehr niedrigen Grenzfrequenzen f_g, so ist es unter Umständen angeraten, auf prinzipiell andere Designprinzipien als die in diesem Abschnitt vorgestellten auszuweichen. Beispielhaft für solche Filter werden im folgenden *Switched-Capacitor-Filter* und *elektrothermische Filter* dargestellt, wobei letztere allerdings eher als Exoten anzusehen sind und eher als Ausflug denn als die Vorstellung einer verbreiteten Technik verstanden werden sollten.

6.2.2 Switched-Capacitor-Filter

Sogenannte *Switched-Capacitor-Filter* (im folgenden auch kurz als *SC-Filter* bezeichnet) beschreiten einen grundsätzlich anderen Weg als beispielsweise herkömmliche Butterworth- oder Tschebyscheff-Filter, die sich – gerade bei extremen Grenzfrequenzen – unter Umständen durch eine nicht mehr triviale Realisierung auszeichnen.

Das einem SC-Filter zugrunde liegende aktive Element ist kein Filter im direkten Sinne mehr, sondern ein analoger Integrierer, wie er schematisch in Abbildung 6.7 dargestellt ist (und lange Zeit eine tragende Rolle in der analogen Rechentechnik spielte). Ein solcher Integrierer verhält sich entsprechend der Gleichung

$$U_{\text{out}} = -\frac{1}{RC} \int_t U_{\text{in}} \mathrm{d}t.$$

Um nun ein Filter auf Basis eines solchen Integrierers zu bauen, wird auf die in Abbildung 6.8 gezeigte Schaltung zurückgegriffen – deutlich zu erkennen ist der Integrierer als zentrales Element auf der rechten Seite der Abbildung, der jedoch nicht über einen einfachen ohmschen Widerstand

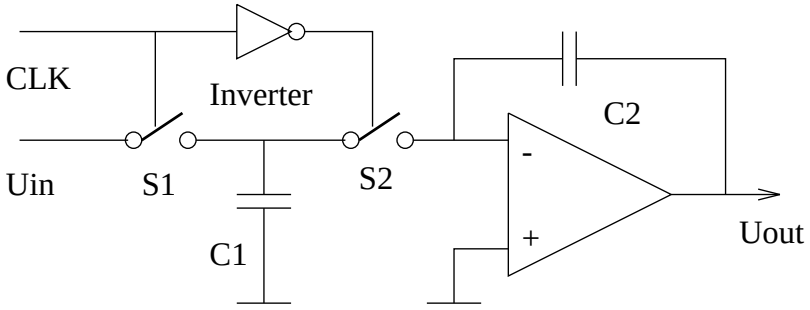


Abbildung 6.8: Grundschaltung eines Switched-Capacitor-Filters

mit der Eingangsspannung verbunden ist, sondern vielmehr in regelmäßigen Abständen mit einem Ladekondensator C_1 verbunden wird, der ebenfalls in regelmäßigen Abständen mit Hilfe der Eingangsspannung aufgeladen wird. Hierzu sind zwei elektronische Schalter S_1 und S_2 notwendig, die stets wechselweise angesteuert werden, so daß niemals beide Schalter gleichzeitig dieselbe Stellung innehaben. Dieser Kondensator ersetzt also den Widerstand `R` aus Abbildung 6.7 (siehe hierzu [6][S.177ff.]).

Die Ansteuerung von S_1 und S_2 geschieht mit Hilfe eines Taktsignales CLK, das direkt zur Ansteuerung von S_1 und invertiert zur Ansteuerung von S2 dient. Da die Eingangsspannung nun nicht mehr direkt mit dem Eingang des Integrierers (und somit mit C_2) verbunden ist, sondern in regelmäßigen Abständen abgetastet und im Haltekondensator C_1 gespeichert wird, der nach einem solchen Abtastvorgang als Ladungsquelle für den Integrierer dient, ergibt sich das Verhalten dieser Schaltung zu

$$U_{\text{out}} = -f_{\text{CLK}} \frac{C_1}{C_2} \int_t U_{\text{in}} \mathrm{d}t,$$

wobei f_{CLK} die Frequenz der am Takteingang anliegenden Steuerspannung bezeichnet. Der erste wichtige Punkt an dieser Stelle ist die Feststellung, daß das Verhalten dieser Schaltung nur vom Verhältnis der Kapazitäten der beiden Kondensatoren C_1 und C_2 abhängt, so daß deren absolute Dimensionierung deutlich unkritischer ist als beispielsweise im Fall von Butterworthfiltern.

Weiterhin hängt das Verhalten dieser Schaltung maßgeblich von der Frequenz f_{CLK} der angelegten Steuerspannung zur Kontrolle der beiden Schalter S_1 und S_2 ab, so daß hiermit ein einfacher Weg besteht, die Eigenschaften der Schaltung in einem weiten Rahmen zu beeinflussen, ohne die Dimensionierung der beiden Kondensatoren modifizieren zu müssen[2]. Normalerweise liegt f_{CLK} in der Größenordnung von etwa $100 f_g$.

[2]Eine detailliertere Beschreibung der Wirkungsweise dieser Schaltung findet sich beispielsweise in [18][S.321ff.].

Filter, die auf diesem Prinzip basieren, zeichnen sich zunächst durch eine einfache Implementation und die Möglichkeit, sehr niedrige Grenzfrequenzen f_g (im Falle von Tiefpaßfiltern – SC-Filter werden überwiegend für Tiefpaßfilter eingesetzt) zu realisieren, aus. Integrierte Schaltungen, die lediglich mit einem Kondensator und eventuell einem oder zwei externen Widerständen beschaltet werden müssen, um ein fertiges Tiefpaßfilter zu erhalten, werden von einer Reihe von Herstellern zu sehr erschwinglichen Preisen angeboten.

Ein Beispiel hierfür ist der Baustein MAX280, bei dem es sich um ein SC-Filter 5. Ordnung mit Butterworthcharakteristik handelt, welches dem zu filternden Signal, was gerade für Meßschaltungen im Bereich seismischer Instrumente von ausgesprochener Wichtigkeit ist, keinerlei Gleichspannungsoffset aufprägt, so daß mit seiner Hilfe vollkommen gleichspannungsgekoppelte Verstärker mit hoher Verstärkung und guten Filtereigenschaften realisiert werden können (siehe [27]).

So praktisch SC-Filter auf diesen ersten und flüchtigen Blick wirken (einfache externe Beschaltung, Steuerung der Grenzfrequenz f_g durch die extern gelieferte Schaltfrequenz f_{CLK}, einfache Realisierbarkeit geringer und geringster Werte für f_g), so wenig dürfen einige Nachteile verschwiegen werden, die Entwicklungen mit solchen Bausteinen mitunter doch komplexer werden lassen als zunächst erwartet.

Zunächst wird dem gefilterten Ausgangssignal stets ein gewisser Anteil der Steuerspannung mit der Frequenz f_{CLK} überlagert – ein Problem, das aufgrund der Eigenschaft $f_{\mathrm{CLK}} = 100 f_g$ relativ leicht mit Hilfe eines dem SC-Filter nachgeschalteten konventionellen Filters gelöst werden kann, das überdies von vergleichsweise niedriger Ordnung sein kann, da die Frequenz des überlagerten Signales hinreichend weit von f_g entfernt ist, um auch bei kleiner Steilheit dieses nachfolgenden Filters eine gute Filterwirkung zu gewährleisten.

Ein weiteres Problem besteht darin, daß durch die in regelmäßigen Abständen mit f_{CLK} stattfindenden Lade- und Entladevorgänge von C_1 Signalanteile des ungefilterten Eingangssignales, die hinsichtlich ihrer Frequenz in der selben Größenordnung wie f_{CLK} liegen, in den Durchlaßbereich des SC-Filters zurückgefaltet werden. Bei einem SC-Filter mit $f_g = 10\mathrm{Hz}$ und $f_{\mathrm{CLK}} = 1\mathrm{kHz}$, das ein Eingangssignal verarbeiten soll, daß einen hochfrequenten Störanteil mit einer Frequenz im Bereich $999\mathrm{Hz} \leq f_s \leq 1001\mathrm{Hz}$ besitzt, wird das resultierende Ausgangssignal also neben den eigentlichen Nutzanteilen des ursprünglichen Eingangssignales im Bereich von 0Hz bis 1Hz auch die Anteile des Störsignales enthalten, die in den eigentlichen Durchlaßbereich zurückgefaltet wurden.

Dieses Problem ist im Prinzip auch mit Hilfe eines konventionellen Filters zu lösen, das nun jedoch dem eigentlichen SC-Filter vorangeschaltet werden muß, um sicherzustellen, daß das Eingangssignal keinerlei Frequenzanteile aufweist, die in der Größenordnung von f_{CLK} liegen.

Ein letztes Problem im Zusammenhang mit SC-Filtern ist die Gefahr einer Erhöhung des Grundrauschens der Schaltung, was unter Umständen, wie beispielsweise sehr kleinen Nutzsignalgrößen, zu einer Überdeckung eigentlich interessierender Signalanteile führen kann. Dieser Effekt kann in Prinzip am besten durch eine vorangeschaltete Verstärkerstufe in erträglichen Grenzen gehalten werden, indem der Pegel des zu filternden Signales hinreichend angehoben wird, so daß sich das Filterrauschen nicht mehr allzu störend auswirkt.

Wie man sieht, sind auch SC-Filter nicht der Weisheit letzter Schluß – wie eigentlich keine Schaltung allen Anforderungen an ein Design gerecht werden kann. Gerade jedoch bei der Implementation von Tiefpaßfiltern mit exterm geringen Grenzfrequenzen f_g im Bereich bis hinab zu einigen Millihertz treten auch bei SC-Filtern gewisse Schwierigkeiten auf, so daß in solchen Fällen unter Umständen ein weiteres, grundlegend verschiedenes Filterkonzept zum Einsatz gelangen kann (das allerdings für den Eigenbau vermutlich weder erreichbar noch erschwinglich ist) – das der im folgenden Abschnitt vorgestellten *elektrothermischen Filter*.

6.2.3 Elektrothermische Filter

Unter den Filterschaltungen nehmen elektrothermische Filter sicherlich eine Exotenstellung ein, da sie zum einen sehr spezielle Bauelemente voraussetzen und zum anderen keine weite Verbreitung gefunden haben. Daß diese Filterfamilie an dieser Stelle dennoch kurz genannt wird, ist als Ausblick auf mögliche Filtermechanismen zu sehen.

Im Gegensatz zu den bisher dargestellten Filtertechniken, die auf dem Einsatz elektronischer Bauelemente mit frequenzabhängigen Eigenschaften beruhen, kommen bei elektrothermischen Filtern gezielt ausgenutzte Wechselwirkungen zwischen elektrischen und thermischen Eigenschaften integrierter Schaltungen zum Einsatz.

Die Rolle der Kondensatoren der in den vorigen Abschnitten dargestellten Filtergrundschaltungen nimmt hier die thermische Kapazität des dem Baustein zugrunde liegenden Halbleitermaterials ein. Abbildung 6.9 zeigt (nach [37][S.90ff.]) die Prinzipschaltung eines elektrothermischen Filters.

Zentrales Element ist das Halbleitersubstrat selbst, das als Energiespeicher fungiert. Auf der linken Seite der Abbildung ist ein Heizelement in Form eines bipolaren Transistors zu erkennen, während auf der rechten

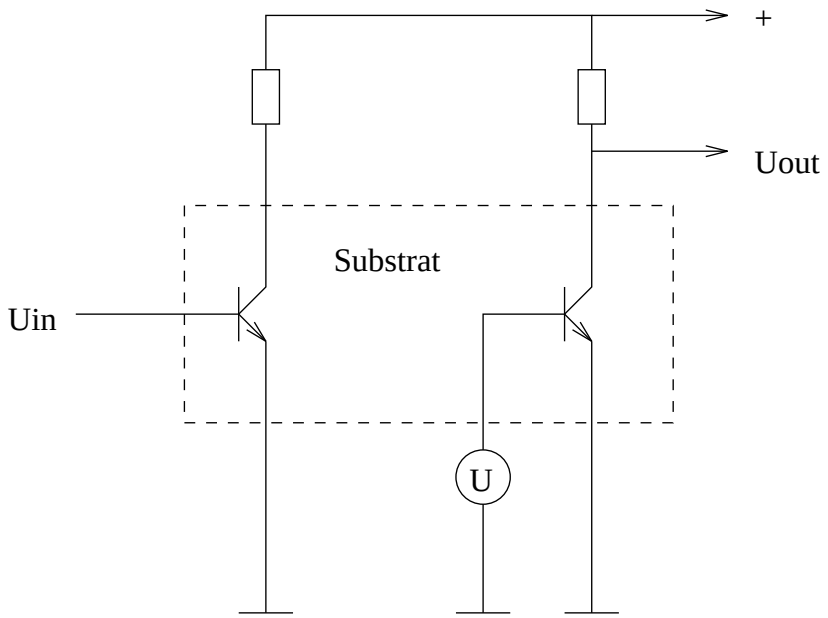


Abbildung 6.9: Grundschaltung eines elektrothermischen Filters

Seite ein Temperatursensor dargestellt ist, dessen Ausgangssignal direkt von der Substrattemperatur abhängt.

Die Filterwirkung einer solchen Anordnung beruht also hauptsächlich auf der Wärmekapazität des Halbleitersubstrates, auf dem die Wärmequellen(n) und Wärmesenke(n) angeordnet sind. Nach [37][S.98] ist mit einem nur 0.32mm^2 großen Halbleitersubstrat ein elektrothermisches Filter mit einer Grenzfrequenz von $f_g = 0.046\text{Hz}$ möglich. Die praktische Realisierung solcher Filter unterliegt natürlich einer Reihe prinzipbedingter Schwierigkeiten, zu denen in erster Linie eine – zumindest ohne zusätzliche Maßnahmen – verhältnismäßig hohe Temperaturabhängigkeit zählt.

6.3 Wahl der Abtastfrequenz

Nachdem nun eine Reihe verschiedener Filterschaltungen und -ansätze dargestellt wurden, kann der Einsatz solcher Filter im Rahmen von Analog-Digital-Wandlern betrachtet werden. Eines der Hauptprobleme bei der Auslegung von AD-Wandlern stellt der bereits in Abschnitt 6.1 beschriebene Aliasingeffekt dar, der seine Ursache in einer zu geringen Abtastrate f_a des Wandlers in Bezug auf die höchstfrequente Komponente des umzuwandelnden Signales mit der Frequenz f_s hat.

Da eine vollkommen freie Wahl der Abtastfrequenz nicht immer möglich ist (eigentlich ist dies stets der Fall), muß anderweitig dafür gesorgt werden, daß für eine feste Abtastfrequenz f_a stets $f_s \leq 2f_a$ gilt. Dies erfordert eine Beschränkung des zu konvertierenden Signales mit Hilfe eines vorangeschal-

teten Tiefpaßfilters. Wie zuvor dargestellt, besitzt jedoch kein real existierendes Filter eine rechteckige Durchlaßkennlinie – mit steigender Ordnung des Filters wird diese im Sperrbereich zwar steiler, jedoch gilt stets, daß Frequenzen der Größe f_g um lediglich 3dB abgeschwächt werden.

Für eine gegebene Abtastrate f_a ist es also nicht möglich, das Eingangssignal einfach durch Anwendung eines Tiefpaßfilters mit einer Grenzfrequenz von $f_g = \frac{1}{2}f_a$ (eigentlich unabhängig von seiner Ordnung) auf eine maximale Frequenz f_s von $f_s \leq \frac{1}{2}f_a$ einzuschränken, da aufgrund der endlichen Steilheit des Filters dieses trotz allem von höherfrequenten Signalanteilen passiert werden kann (wenn auch in abgeschwächter Form).

Da die Steilheit der Kennlinie eines Filters in erster Linie von der Ordnung des Filters abhängt, wobei mit höherer Ordnung stets eine größere Steilheit einhergeht, muß die Ordnung des gewählten Filters in die Wahl der nötigen Abtastfrequenz des Wandlers eingehen, um Aliasingeffekte in vertretbarem Rahmen zu halten.

Tabelle 6.2 (siehe hierzu [14][S.195]) zeigt für Butterworth-Tiefpaßfilter der Ordnungen 1 bis 7 und eine gegebene Grenzfrequenz f_g die notwendige Abtastfrequenz f_a des nachgeschalteten Wandlersystems. Wird also einem Analog-Digital-Wandler ein Butterworth-Tiefpaßfilter erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz $f_g = 10$Hz vorangeschaltet, dessen Kennlinie ausgesprochen flach verläuft, das also Frequenzen, die über f_g liegen, im Vergleich mit einem Filter gleichen Typs, jedoch höherer Ordnung, verhältnismäßig wenig abschwächt, muß, um Fehler durch Aliasingeffekte in einem vertretbaren Rahmen zu halten, eine Abtastfrequenz des Wandlers gewählt werden, die dem 96-fachen der Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters entspricht!

Mit steigender Ordnung des Filters kann die nötige Abtastrate gesenkt werden, aber auch bei einem Butterworth-Tiefpaßfilter siebter Ordnung muß noch immer $f_a = 4f_g$ gewählt werden. Wie ein Blick auf die im weiteren Verlauf beschriebenen Verstärker- und Wandlerschaltungen zeigt, halten sich diese Schaltungen auf den ersten Blick nicht an die sich aus Tabelle 6.2 ergebenden Abtastraten beziehungsweise Filterordnungen und -grenzfrequenzen.

Dies hat seinen Grund darin, daß die Angaben der Tabelle für Signale gelten, deren Spektrum gleichmäßige Anteile aller Frequenzen beinhaltet. Bei den hier interessierenden Signalen, die mit Hilfe von Instrumenten wie Seismometern und Geophonen gewonnen werden, ist jedoch allein durch Struktur und Realisierung der Meßinstrumente selbst sichergestellt, daß das eigentliche Meßsignal eine bestimmte Frequenz nicht überschreitet.

Im Falle des Lehman-Seismometers, das in Abschnitt 7 vorgestellt wird, kann – je nach Dimensionierung und Ausführung – davon ausgegangen werden, daß die durch das Instrument an sich gegebene obere Grenzfrequenz

Filterordnung	Abtastfrequenz f_a
1	$96 f_g$
2	$16 f_g$
3	$8 f_g$
4	$6 f_g$
5	$5 f_g$
6	$4 f_g$
7	$4 f_g$

Tabelle 6.2: Die Abtastfrequenz in Abhängigkeit von der Ordnung eines Butterworth-Eingangsfilters eines A/D-Wandlers

des Meßsignales in der Größenordnung von etwa 1Hz liegt. Höherfrequente Signalanteile, die durch eine Tiefpaßfilterung vor der Analog-Digital-Wandlung entfernt werden müssen, resultieren im Normalfall aus Einstreuungen, wie sie beispielsweise aus dem Lichtnetz herrühren.

Solche eingestreuten hochfrequenten Anteile liegen jedoch im Bereich von 50Hz und darüber, sind also verhältnismäßig weit von der Grenzfrequenz der normalerweise eingesetzten Filter entfernt, so daß diese zum einen als Filter relativ geringer Ordnung ausgeführt werden können und zum anderen eine entsprechend geringe Abtastrate des AD-Wandlers gewählt werden kann.

6.4 Wandlerprinzipien

Abschließend bleibt nun noch, einige der am häufigsten bei integrierten Analog-Digital-Wandlern anzutreffenden Wandlerprinzipien darzustellen, da diese ebenfalls Einfluß auf die Qualität der konvertierten Daten besitzen[3].

Die Idee – und mitunter auch Notwendigkeit – in analoger Form vorliegende Meßdaten automatisch in eine digitale Repräsentation zu übertragen, reicht bis in die 1940er Jahre zu Konrad Zuses Spezialrechenanlage S1 zurück, die für die Tragflächenvermessung bei den Henschel-Werken entwickelt wurde. Konrad Zuse schreibt hierzu (siehe [52][S.62ff.]):

„Die Flügelvermessung regte mich zu einem weiteren Gedanken an: Das Ablesen von Meßuhren mußte sich ebenfalls mechanisieren lassen. Damit

[3]Die vorliegende Darstellung erhebt keinesfalls Anspruch auf Vollständigkeit – vor allem werden Konzepte wie *semiparallele Wandler* nicht betrachtet. Hierzu sei beispielsweise auf [46] verwiesen.

war die Idee der Prozeßsteuerung geboren. Es wurden besondere Meßgeräte gebaut, Analog-Digital-Wandler, wie wir heute sagen, bei denen die Positionen der Meßuhren schrittweise vom Rechengerät her abgetastet wurden. Gleichzeitig lief ein Schrittschalter im Rechengerät mit, der die so abgelesene Position als Binärzahlen auf das Rechenwerk übertrug.“

Dieses Prinzip ist heute als *Staircase-Verfahren* bekannt und wird in dieser reinen Form kaum noch angewandt. Die Grundidee besteht darin, einen digitalen Wert schrittweise so lange zu verändern, bis eine Übereinstimmung mit dem zu konvertierenden Analogsignal erzielt wird; dieser Wert wird dann als Ausgabe verwendet, wobei die Wandlung jedoch – je nach anfänglicher Differenz zwischen dem analogen Eingangswert und der digitalen Repräsentation desselben – zeitlich starken Variationen unterworfen ist.

Im Laufe der Jahre sind eine ganze Reihe verschiedener Verfahren zur Analog-Digital-Wandlung entwickelt worden, von denen die wichtigsten im folgenden zumindest in ihren Funktionsprinzipien dargestellt werden sollen. Werden detailliertere Informationen benötigt, sei auf die jeweiligen Veröffentlichungen der verschiedenen Wandler-Hersteller beziehungsweise auf [38] verwiesen.

6.4.1 Dual-Slope-Konverter

Dieses Verfahren wird noch heute in der Hauptsache in Digitalmultimetern und anderen Systemen, bei denen es auf einen geringen Preis des Wandlers bei gleichzeitig möglichst hoher Wandlungsgüte ankommt, eingesetzt. Grundelement eines solchen Wandlersystems ist ein Integrierer, wie er bereits in Abschnitt 6.2.2 in Abbildung 6.7 dargestellt wurde. Bei zunächst auf Null gesetztem Integrierer wird das umzuwandelnde Meßsignal mit Hilfe eines elektronischen Schalters für eine definierte Zeitspanne an den Eingang des Integrierers gelegt.

Unter der Voraussetzung, daß sich das Eingangssignal während dieser Zeitspanne nicht verändert (eine Bedingung, die mit Hilfe geeigneter Schaltungen, wie sie in Abschnitt 6.4.5 beschrieben werden, erfüllen läßt), lädt sich der Integrierer gemäß

$$U_{out} = -\frac{1}{RC} \int_t U_{in} \mathrm{d}t.$$

auf einen bestimmten Endwert auf, der im wesentlichen von der Höhe der Eingangsspannung und dem Ladeintervall abhängt. Nach Beendigung dieser Ladephase wird der Integrierer mit Hilfe eines weiteren elektronischen

Schalters über eine Referenzspannungsquelle (mit umgekehrter Polarität) wieder entladen. Währenddessen wird ein Zähler inkrementiert, der mit einem festen Takt versorgt wird.

Mit Hilfe eines Komparators wird nun bestimmt, zu welchem Zeitpunkt der Integrierer den Wert 0 durchläuft. In diesem Moment wird der Zähler angehalten, dessen aktueller Stand nun ein direktes Maß für die Höhe der ursprünglich abgetasteten Eingangsspannung ist.

Vorteilhaft bei solchen Wandlersystemen wirkt sich der Integrierer aus, der sicherstellt, daß kleine, aufmodulierte Störungen des Nutzsignales, wie sie beispielsweise aus dem Lichtnetz, etc. herrühren können, kaum Auswirkungen zeigen. Gleichzeitig ist der Integerator auch der Grund für einen der größten Nachteile – die verhältnismäßig lange Wandlungszeit. Mit Dual-Slope-Wandlern sind Abtastintervalle Δ in der Größenordnung von einigen bis einigen zehn Millisekunden möglich.

Aus diesem Grunde werden heutzutage in der Mehrzahl der Fälle Wandler zum Einsatz gelangen, die nach dem nachfolgend beschriebenen Verfahren der *sukzessiven Approximation* arbeiten[4].

Eine Variation des eben beschriebenen Verfahrens stellt der *Single-Slope-Konverter* dar, der auf einen Integrierer als aktives Element verzichtet und stattdessen mit Hilfe eines hochgenauen Sägezahngenerators eine Vergleichsspannung erzeugt, die mit Hilfe von Komparatoren mit der umzusetzenden Eingangsspannung verglichen wird. Stimmen beide überein, wird der Stand eines Zählers, der während der steigenden Flanke der Sägezahnspannung mitlief, als umgewandelter Wert ausgegeben.

6.4.2 Sukzessive Approximation

Wandler, die nach dem Verfahren der sukzessiven Approximation, auch als schrittweise Annäherung bezeichnet, arbeiten, ähneln insofern den eben beschriebenen Single-Slope-Wandlern, als auch sie intern einen Vergleichswert erzeugen, der mit Hilfe von Komparatoren mit dem umzuwandelnden Eingangssignal vergleichen wird. Stimmen beide (innerhalb gewisser Quantisierungsschranken) überein, wird die digitale Repräsentation des Vergleichswertes als Ausgabe herangezogen.

Im Gegensatz zu Konrad Zuses Staircase-Wandler wird dieses Vergleichssignal nun jedoch nicht einfach durch schrittweise Änderung einer Spannung gewonnen, sondern vielmehr mit Hilfe eines Digital-Analog-Wandlers (kurz auch als *DA-Wandler* bezeichnet), der bitweise und nicht durch einen einfachen Zähler angesteuert wird.

[4] Auch der in Abschnitt 17 verwendete Wandlerbaustein ADS7807 arbeitet nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation.

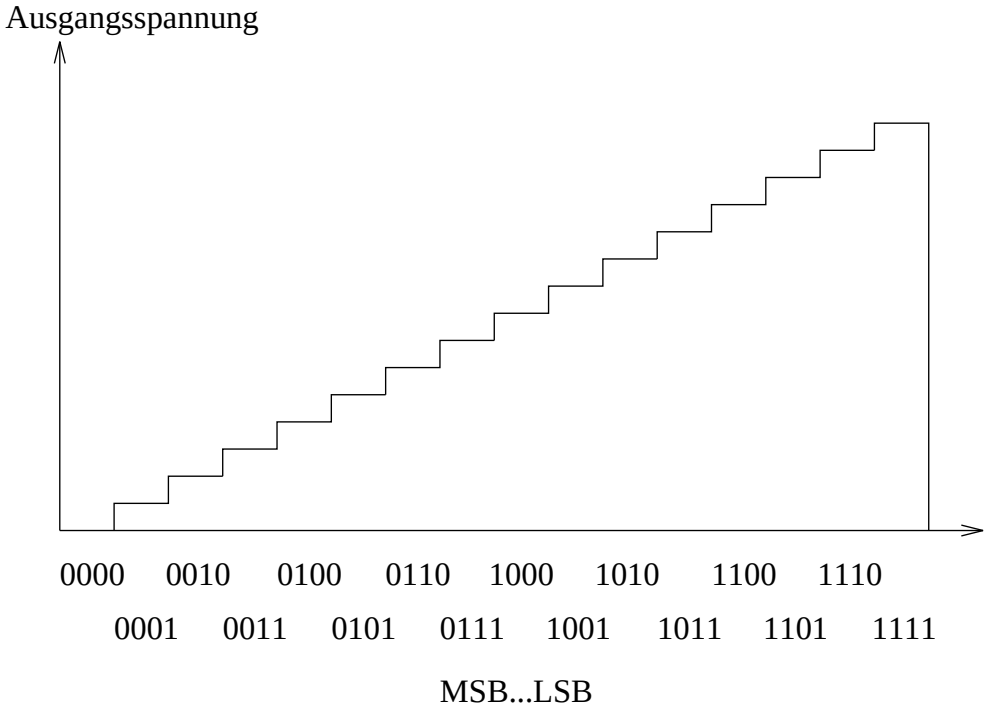


Abbildung 6.10: Verhältnis zwischen digitalem Eingabewert und analoger Ausgangsspannung eines DA-Wandlers

Zentrales Element eines solchen Wandlers, der nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation arbeitet, ist also ein Digital-Analog-Wandler, auf den im folgenden nur kurz eingangen werden soll. Weiterführende Informationen finden sich beispielsweise in [16][S.11ff.]. Grundsätzlich erzeugt ein Digital-Analog-Wandler eine Ausgangsspannung, deren Wert dem an den digitalen Eingängen des Bausteins anliegenden Bitmuster entspricht. Als Beispiel diene ein 8-Bit-DA-Wandler, d.h. ein Wandlerbaustein, dessen digitaler Eingang eine Breite von 8 Bit aufweist. Mit 8 Bit können $2^8 = 256$ verschiedene Werte dargestellt werden, d.h. ein solcher Wandler kann eine Ausgangsspannung erzeugen, die in 256 Schritte unterteilt ist.

Die beiden End-Bits eines solchen 8 Bit langen *Wortes* werden im allgemeinen als *MSB* (*M*ost-*S*ignificant-*B*it) beziehungsweise *LSB* (*L*east-*S*ignificant-*B*it) bezeichnet, wobei dem MSB das höchstwertige, dem LSB das niederwertigste Bit entspricht. Abbildung 6.10 zeigt anhand eines 4-Bit-DA-Wandlers den Zusammenhang zwischen digitalem Eingabewert und Ausgangsspannung. Die 4-Bit-Eingabeworte sind in einer Form dargestellt, daß sich das MSB links, das LSB entsprechend rechts befindet (wie es bei Stellenwertzahlensystemen üblich ist).

Klar zu erkennen ist, daß die Ausgangsspannungsänderung von der Position eines jeden gesetzten oder nicht gesetzen Bits abhängt. So ändert sich die Ausgangsspannung bei Umsetzen des MSB von 0 auf 1 oder umgekehrt um den halben Wert der maximalen Ausgangsspannung, während das LSB

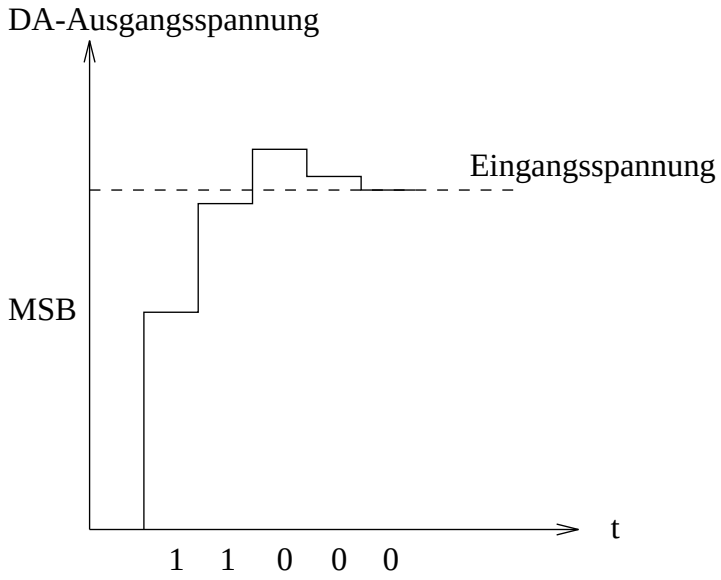


Abbildung 6.11: Verfahren der sukzessiven Approximation

nur einen sehr kleinen Einfluß auf die Aussgangsspannung besitzt. Diese Beobachtung führt nun schnell zu der Idee eines Wandlers, der nach dem Verfahren der sukzessiven Approximation arbeitet:

Bei gegebenem Eingangssignal wird der DA-Wandler zunächst mit einem Wort, dessen Bits alle auf Null gesetzt sind, beaufschlagt. In jedem Schritt (auch diesem) werden die Ausgangsspannung des DA-Wandlers und die Eingangsspannung miteinander verglichen, um das Ende der Approximation erkennen zu können. Nun wird in einem ersten Schritt das MSB gesetzt, wodurch die Ausgangsspannung des DA-Wandlers ein Sprung auf die Hälfte der maximal möglichen Ausgangsspannung vollzieht. Stimmen beide Spannungen nun überein, ist die Wandlung abgeschlossen, anderenfalls müssen zwei Fälle unterschieden werden: Ist die Ausgangsspannung des DA-Wandlers kleiner als die Eingangsspannung, bleibt das MSB auf 1 gesetzt, ist sie größer, wird es wieder gelöscht. Abbildung 6.11 stellt dieses Vorgehen schematisch dar.

Entsprechend laufen alle folgenden Schritte ab, wobei nacheinander jedes Bit zwischen MSB und LSB (einschließlich) behandelt wird, so daß nach n Schritten, wobei n die Anzahl der Bits, welche der DA-Wandler verarbeiten kann, bezeichnet, ein Vergleichswert gefunden ist, der dem Eingangssignal soweit entspricht, wie es bei der festen Bitbreite des DA-Wandlers möglich ist. Während ein Staircase-Wandler mit einer Auflösung von 12 Bit, d.h. 4096 Spannungsstufen, also im höchsten Fall 4096 Schritte durchlaufen muß, um ein Eingangssignal zu konvertieren, sinkt die Anzahl der nötigen Schritte bei einem Wander, wie dem eben beschriebenen, auf nur 12.

Aufgrund dieser geringen Schrittzahl für die Umwandlung eines Eingangswertes erfreuen sich Wandler, die nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation arbeiten, großer Beliebtheit und sind verhältnismäßig preiswert für Abtastfrequenzen f_a verfügbar, die im Bereich einiger 10kHz liegen.

In den letzten Jahren hat jedoch ein weiterer Wandlertyp, der sogenannte *Delta-Sigma-Wandler*, wie er im folgenden Abschnitt beschrieben wird, an Einfluß gewinnen können.

6.4.3 Delta-Sigma-Wandler

Einen vollkommen anderen Weg als die bislang beschriebenen Wandlerverfahren gehen Delta-Sigma-Wandler[5] – mit ihnen sind zu hohe Auflösungen bei verhältnismäßig hohen Wandlerraten möglich, ohne hierbei in preislich unerschwingliche Regionen zu geraten. So sind Delta-Sigma-Wandler mit Auflösungen von bis zu 24 Bit mittlerweile üblich und in einer Vielzahl von Anwendungen verbreitet.

Abbildung 6.12 zeigt das diesem Wandlertyp zugrundeliegende Prinzip: Das zu konvertierende Eingangssignal durchläuft zunächst einen Differenzverstärker, dessen Ausgangsignal einem nachfolgenden Integrierer als Eingangswert dient. Der Ausgang des Integrierers wird von einem einfachen Komparator verarbeitet, der ein digitales Ausgangssignal erzeugt, das anzeigt, ob das Ausgangssignal des Integrierers ≥ 0 oder < 0 ist.

Dieses Bit wird in einem Ausgabelatch gespeichert, das durch ein externes Taktsignal angesteuert wird. Das Ausgabebit dieses Latches steuert nun einen einfachen 1 Bit D/A-Wandler an, dessen Ausgang in Abhängigkeit von diesem Signal zwischen zwei präzisen Spannungswerten, beispielsweise ± 1V umgeschaltet wird. Dieses Ausgangssignal wird mit Hilfe des bereits erwähnten Differenzverstärkers von dem zu konvertierenden Eingangssignal subtrahiert, etc.[6]

Wichtig ist, daß die Abtastung des Integriererausganges mit einer Frequenz erfolgt, die deutlich über der jeweiligen Nyquist-Frequenz f_a liegt, da pro Abtastvorgang nur ein einziges Ausgabebit gewonnen wird. Besitzt das zu konvertierende Eingangssignal einen höchsten Frequenzanteil f_s, so daß eine Abtastfrequenz von $f_a = 2f_2$ notwendig ist, muß die Abtastrate $f_{\Delta\Sigma}$ eines Delta-Sigma-Wandlers zur Erzielung einer Auflösung von A Bit

[5] Manchmal auch umgekehrt als Sigma-Delta-Wandler bezeichnet.

[6] Anhand dieses Funktionsprinzips erklärt sich auch die Bezeichnung *Delta-Sigma-Wandler* – der Differenzverstärker wird durch Delta repräsentiert, während der Integrierer durch ein Sigma dargestellt wird.

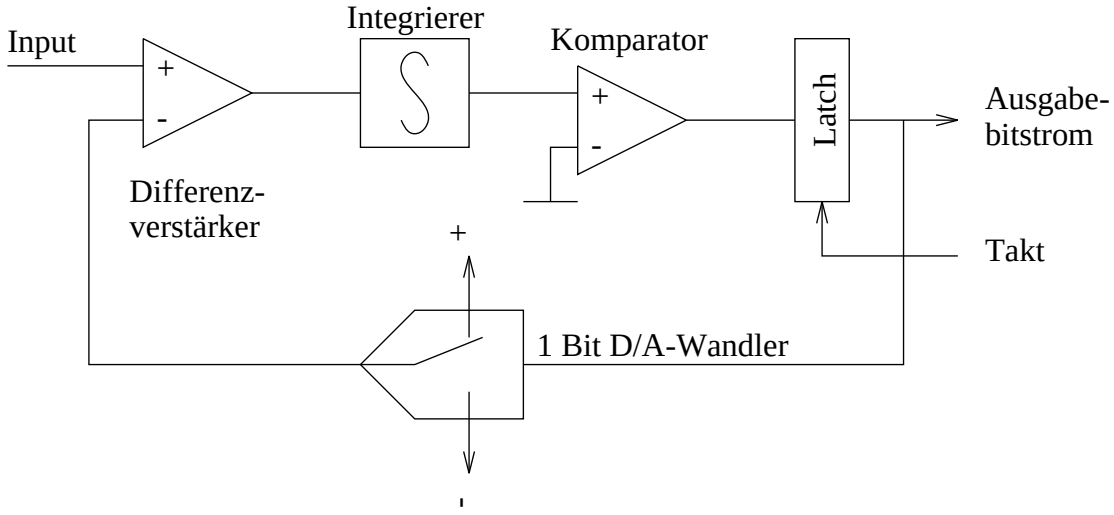


Abbildung 6.12: Prinzip eines Delta-Sigma-Wandlers

wenigstens zu

$$f_{\Delta\Sigma} = 2Af_s$$

gewählt werden. Soll also eine Auflösung von 16 Bit bei einem höchstfrequenten Signalanteil von 100Hz erzielt werden, ergibt sich $f_{\Delta\Sigma} = 3200$Hz. In der Regel arbeiten moderne Delta-Sigma Wandler jedoch mit wesentlich höheren Abtastfrequenzen – ein Vorgang, der als *Überabtastung* beziehungsweise *Oversampling* bezeichnet wird. Dies ist nötig, um die Änderung des Integriererausgangs zwischen zwei Abtastpunkten möglichst gering zu halten, wodurch die Verwendung des 1 Bit A/D-Wandlers in Form des einfachen Komparators erst ermöglicht wird.

Der Ausgabebitstrom, der sogenannte *Bitstream*, wird in weiteren Verarbeitungsstufen einem digitalen Filter zugeführt, mit dessen Hilfe Rauschanteile, die bei der Wandlung entstanden und unvermeidbar sind, gedämpft werden. Diesem Filter schließt sich in der Regel ein *Dezimierer* an, an dessen Ausgang Datenwörter der gewünschten Breite (Auflösung) zur Verfügung stehen.

Die hohe Überabtastrate wirkt sich auf das unvermeidliche *Quantisierungsrauschen*, das seine Ursache darin findet, daß dem Abstand zweier digitaler Ausgabewerte stets ein gewisser Bereich des analogen Eingangssignales entspricht, abschwächend aus. Dieses Quantisierungsrauschen verteilt sich über den gesamten Frequenzbereich bis hin zur Nyquistfrequenz f_a – wird mit einer höheren Frequenz als f_a bei gleicher Auflösung abgetastet, verteilt sich dieses Rauschen auf ein entsprechend größeres Spektrum. Seine Amplitude im Bereich bis hin zu f_a verkleinert sich also entsprechend.

Eine interessante Möglichkeit bezüglich der Implementiertung von Delta-Sigma-Wandlern besteht darin, einen Großteil der benötigten Funk-

tionalitäten direkt in Software abzubilden und nur die absolut notwendigen Komponenten elektronisch zu implementieren. Einen solchen Wandler, der auf der analogen Seite im Extremfall lediglich zwei Widerstände sowie einen Integrationskondensator benötigt und alle weiteren Funktionen mit Hilfe eines Microcontrollers abbildet, beschreibt [36].

6.4.4 Flash-Wandler

Werden für eine Applikation ausgesprochen hohe Abtastraten eines AD-Wandlers benötigt, scheiden alle bislang beschriebenen Wandlervarianten aus und es bleibt in der Regel nur das Prinzip des sogenannten *Flash-Wandlers*[7], wie es in Abbildung 6.13 anhand eines Umsetzers mit einer Auflösung von 3 Bit dargestellt ist.

Das Grundprinzip eines solchen Wandlers besteht im Vergleich der umzuwandelnden Eingangsspannung mit den Ausgangsspannungen eines möglichst präzisen Spannungsteilers. Allgemein werden solche Wandler nur mit Auflösungen von 2^n Bit (mit $n \in \mathbb{N}$) implementiert, der Spannungsteiler muß folglich eine Referenzspannung in 2^n äquidistante Teilspannungen zerlegen. Dies geschieht beispielsweise durch eine Widerstandskette, wie sie in Abbildung 6.13 auf der linken Seite zu erkennen ist.

Jedem Abgriff dieser Teilerkette ist ein Komparator zugeordnet, dessen Ausgang logisch 1 ist, wenn die zu konvertierende Eingangsspannung größer als die diesem Komparator zugeordnete Referenzspannung ist. Entsprechend sind für diese Stufe auch 2^n Komparatoren notwendig, so daß Flash-Wandler mit steigender Auflösung quadratisch mehr Bauelemente benötigen, was zur Folge hat, daß sie meist mit nur geringen Auflösungen angeboten werden.

Die 2^n Ausgänge der Komparatoren repräsentieren das jeweilige analoge Eingangssignal also in Form eines „Thermometercodes“, d.h. alle Komparatoren, deren zugeordnete Referenzspannung kleiner als die Eingangsspannung ist, generieren eine logische 1 an ihrem Ausgang. Diese Repräsentation wird nun mit Hilfe eines Encoders in eine Binärdarstellung umgewandelt und unter Einbeziehung eines Ausgaberegisters ausgegeben.

Den meisten Wandlertypen ist gemein, daß die Eingangsspannung während der eigentlichen Konversion möglichst keinen Schwankungen unterworfen sein darf, um Wandlungsfehler zu vermeiden. Um diese Unveränderlichkeit des Eingangssignals zu gewährleisten, werden sogenannte *Sample-and-hold-Stufen* eingesetzt, wie der folgende Abschnitt zeigt.

[7] Auch als *Parallelwandler* bezeichnet.

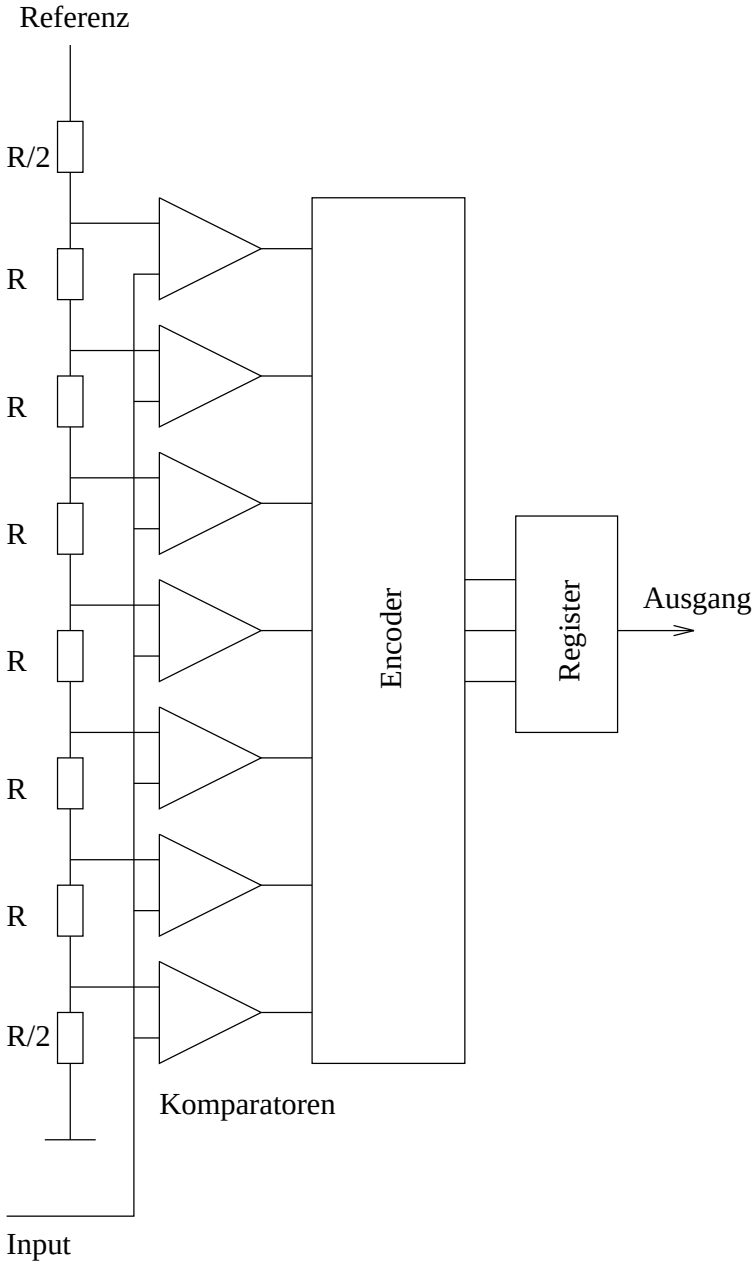


Abbildung 6.13: Prinzip eines Flash-Wandlers

6.4.5 Sample-and-Hold-Stufen

Gleich, welches Wandlerprinzip für eine Analog-Digital-Konversion eines Meßsignales zur Anwendung kommt, für ein möglichst genaues und unverfälschtes Ergebnis muß in der Regel sichergestellt sein, daß sich das Eingangssignal nicht oder höchstens unwesentlich während der eigentlichen Wandlungsphase des Konverterbausteines ändert.

Hierfür werden normalerweise sogenannte *Sample-and-Hold-Stufen*, auch als *Haltestufen* bezeichnet, eingesetzt, deren Grundprinzip bereits mit den Switched-Capacitor-Filtern des Abschnitts 6.2.2 eingeführt wurde. Zentrales Element ist ein Haltekondensator, der über einen elektronischen

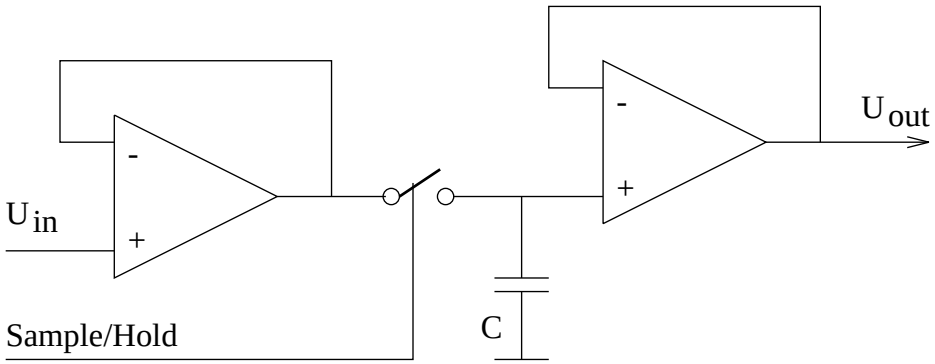


Abbildung 6.14: Prinzip einer Haltestufe

Schalter mit dem Ausgang einer Impedanzwandlerstufe verbunden werden kann, um den jeweiligen Momentanwert der Eingangsspannung als Ladung zu speichern. Da dieser Kondensator allein bereits als Integrierer wirkt, mitteln sich kleine Schwankungen der Eingangsspannung während der Ladephase zu einem gewissen Grade heraus.

Weiterhin ist dieser Ladekondensator mit dem Eingang eines weiteren Impedanzwandlers verbunden, der die an ihm anliegende Spannung von der zu treibenden Last entkoppelt und somit eine zu schnelle Entladung des Kondensators verhindert. Abbildung 6.14 zeigt schematisch den Aufbau einer solchen Haltestufe.

Halteverstärker besitzen eine Reihe prinzipbedingter Nachteile, die sich zum größten Teil aus Figur 6.14 ergeben: Zunächst muß beachtet werden, daß der Ladevorgang des Haltekondensators eine bestimmte Zeitspanne in Anspruch nimmt. Weiterhin ist der Haltekondensator nicht leckstromfrei, so daß die in ihm gespeicherte Ladung mit der Zeit über parasitäre Widerstände abgeleitet wird, was zu einer Verfälschung des gehaltenen Wertes führt.

Aus diesem Grunde muß die Wandlung des gespeicherten Wertes möglichst schnell nach dessen Speicherung erfolgen, um sicherzustellen, das durch diese *Driftrate* keine vermeidbare Beeinflussung der Ergebnisse eintritt. Darüberhinaus gibt es weitere Punkte, die bei der Verwendung und Konstruktion von Halteverstärkern Berücksichtigung finden müssen; für weitere Ausführungen hierzu sei jedoch auf [17] verwiesen.

Eine Vielzahl moderner Analog-Digital-Wandler verfügt bereits über eine integrierte Sample-and-Hold-Stufe, wodurch das Schaltungsdesign nicht unerheblich vereinfacht wird.

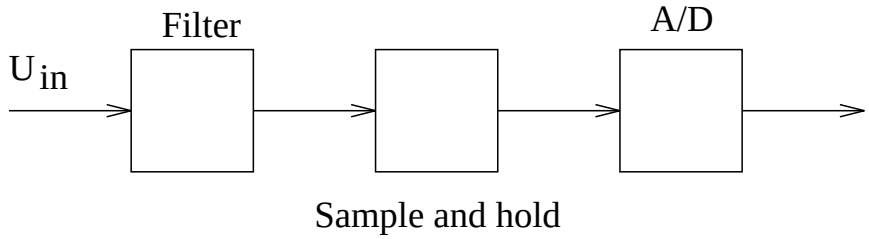


Abbildung 6.15: Prinzipieller Aufbau eines Analog-Digital-Wandler-Systems mit einem Eingang

6.5 Grundsätzlicher Aufbau eines AD-Wandlersystems

Zusammenfassend läßt sich an dieser Stelle nun schematisch der Aufbau eines vollständigen Analog-Digital-Wandlersystems darstellen. Dieses gliedert sich in drei hintereinandergeschaltete Stufen:

Tiefpaßeingangsfilter: Zunächst muß das Eingangssignal bezüglich der höchsten in ihm auftretenden Frequenzen nach dem vorangehend beschriebenen mit Hilfe eines Tiefpaßfilters dergestalt umgeformt werden, daß keine Signalanteile die Wandlerstufe erreichen können, deren Frequenz über der halben Abtastfrequenz f_a liegt, um Aliasingeffekte zu vermeiden.

Haltestufe: Nach erfolgter Filterung wird ein Momentanwert des Eingangssignales in einer Haltestufe gespeichert, um mit Hilfe des sich anschließenden

AD-Konverters letztlich in einen digitalen Ausgabewert umgewandelt zu werden. Die Kontrolle der beiden letztgenannten Stufen obliegt einer gemeinsamen Ablaufsteuerung, die in Abbildung 6.15 nicht dargestellt ist.

Im Anschluß an die bisherigen Kapitel, in welchen einige der wichtigsten Grundlagen für die Entwicklung eigener Seismometer und Analog-Digital-Wandler-Systeme vorgestellt wurden, befassen sich die folgenden Abschnitte nun konkret mit Planung und Implementation von Meß- und Wandlersystemen, wobei den Anfang ein einfaches, aber umso leistungsfähigeres *Lehman-Seismometer* macht.

Kapitel 7

Ein einfaches Lehman-Seismometer

Nach den in den vorangegangenen Kapiteln behandelten Grundlagen werden im Verlauf der folgenden Abschnitte Konstruktion und Aufbau eines einfachen, langperiodischen Lehman-Seismometers beschrieben, das sich als Einführungsinstrument bewährt hat, da es robust, leicht wartbar und gut abzugleichen ist.

Entwickelt wurde der hier vorgestellte Seismometer-Typ von James D. Lehman, dessen Ziel ein leicht nachzubauendes Seismometer war, dessen Empfindlichkeit jedoch ausreicht, zumindest größere Fernbeben deutlich nachzuweisen. Die vermutlich erste Veröffentlichung zu seinem Instrument im deutschen Sprachraum findet sich in [51][1]. Die einleitenden Worte des genannten Artikels von Jearl Walker lauten wie folgt:

„In diesem Monat stelle ich Ihnen einen von James D. Lehman konstruierten Seismographen vor, den Sie verhältnismäßig leicht nachbauen können. Mit ihm lassen sich Erdbeben nachweisen, deren Stärke mindestens 4.8 auf der Richter-Skala beträgt, wenn das Bebenzentrum in Europa liegt. Befindet sich das Bebenzentrum außerhalb Europas, so muß die Stärke mindestens 6 sein. Lehman hat mit seinem Gerät eine unterirdische Kernexplosion in Nevada und ein schweres Erdbeben in der Türkei aufgezeichnet.“

Bezüglich der leichten Nachbaubarkeit eines solchen Instrumentes hat Jearl Walker uneingeschränkt Recht, hinsichtlich der erzielbaren Empfind-

[1] Eine folgenschwere Veröffentlichung, die bei dem Autor des vorliegenden Textes früh eine Begeisterung für Seismometer ausgelöst hat.

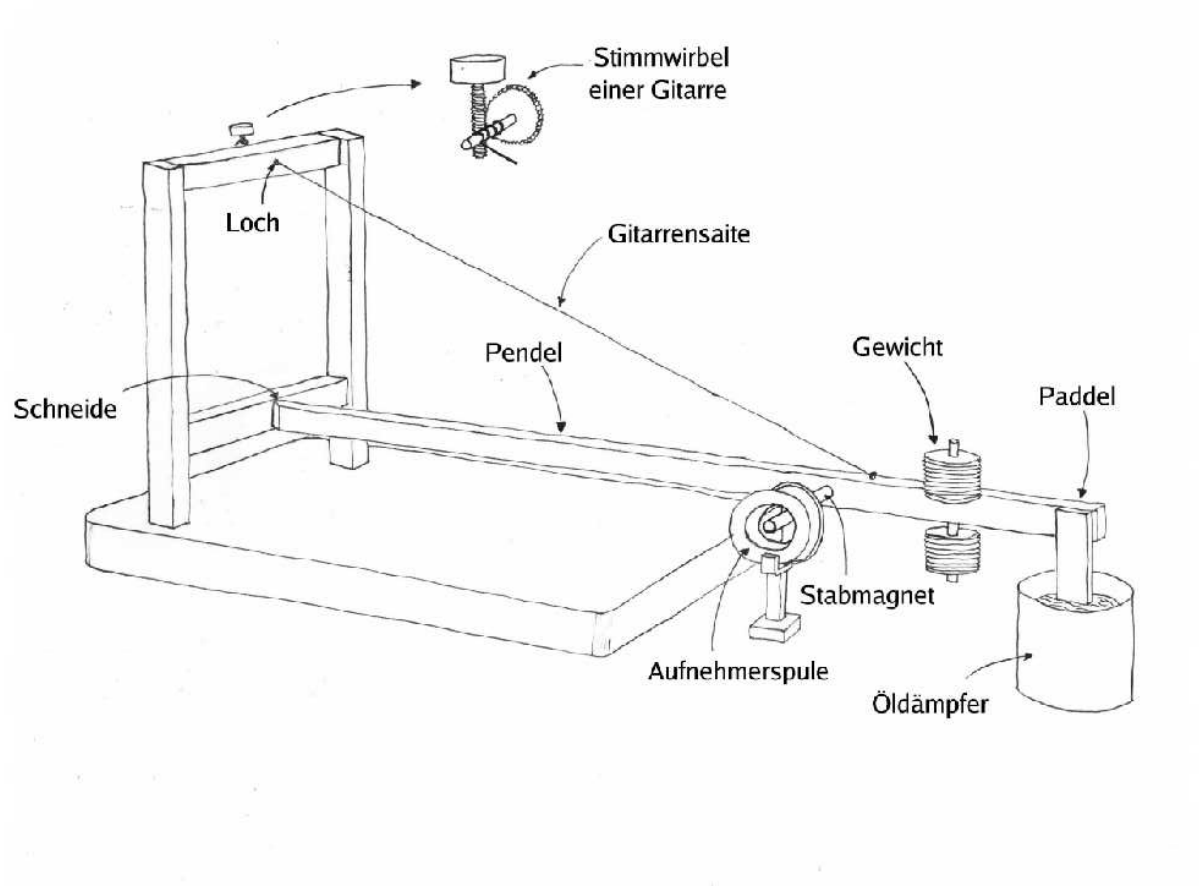


Abbildung 7.1: Das Lehman-Seismometer

lichkeit ist jedoch anzumerken, daß mit ein wenig Sorgfalt bei Planung und Aufbau durchaus deutlich bessere Ergebnisse als genannt erzielt werden können. So wurde mit dem im folgenden vorgestellten Seismometer unter anderem ein Beben der Stärke 5.6 auf dem nördlichen Mittelatlantischen Rücken gemessen, obwohl an dem hierbei verwendeten Instrument noch eine Reihe möglicher Verbesserungen nicht ausgeführt waren[2].

Es handelt sich also trotz des einfachen Aufbaus um ein durchaus ernstzunehmendes Meßgerät, mit dessen Hilfe eine Vielzahl seismischer Ereignisse detektiert und untersucht werden können. Abbildung 7.1[3] zeigt den Aufbau des Instrumentes, das im folgenden beschrieben wird.

[2]Während der Entstehung dieses Buches wurden eine Reihe weiterer teleseismischer Ereignisse erfolgreich detektiert – darunter auch eines der Stärke 5.5 auf der Richter Skala in Gansu, China.

[3]Vielen Dank an Rikka Mitsam für die Anfertigung und Überlassung der Zeichnung.

7.1 Funktionsprinzip

Bei einem Lehman-Seismometer handelt es sich, wie in Abbildung 7.1 gut zu erkennen ist, um ein um wenige Grade aus der Horizontalen geneigtes Pendel, das gegenüber einem normalen (vertikalen) Fadenpendel den Vorteil einer deutlich größeren natürlichen Periode besitzt, wie im folgenden dargestellt wird:

7.1.1 Die natürliche Periode von Vertikal- und Horizontalpendeln

Die natürliche Periode eines herkömmlichen Vertikalpendels (siehe Abbildung 7.2) ergibt sich unter vereinfachenden Annahmen, wie einer am Ende eines selbst masselosen Stabes aufgehängten Masse sowie eines „kleinen“ Auslenkungswinkels dieses Pendels zu

$$T_v = 2\pi\sqrt{\frac{L}{g}}, \tag{7.1}$$

d.h. die Periodendauer hängt, wie bereits in den vorangegangenen Abschnitten beschrieben, ausschließlich von der Länge des Pendels ab (abgesehen von der als konstant angenommenen Erdbeschleunigung g). Um eine natürliche Periode von beispielsweise $T_v = 10s$ zu erzielen, muß nach (7.1) die Pendellänge L zu

$$L = g\left(\frac{T_h}{2\pi}\right)^2$$

gewählt werden, wobei sich in vorliegendem Beispiel $L \approx 24.95$m ergibt – sicherlich keine praktikable Länge für ein Pendel. Dieser Nachteil kann jedoch durch die Verwendung eines Horizontalpendels vermieden werden, wie folgende Betrachtung zeigt:

Da die auf ein Vertikalpendel wirkende Rückstellkraft, wie bereits erwähnt, ausschließlich von der Erdbeschleunigung, nicht jedoch von der Pendelmasse, etc. abhängt, bleibt als einziger Weg, die natürliche Periodendauer zu verlängern, ohne allzu unhandliche Pendellängen einsetzen zu müssen, die Einführung einer zusätzlichen Größe, durch welche die Rückstellkraft verringernd beeinflusst wird.

Wesentlich handlichere Konstruktionen ergeben sich also, wenn das Pendel in einer Art und Weise montiert wird, daß es in fast horizontaler Ausrichtung schwingt, wobei der Winkel, um welchen die Pendelebene aus der

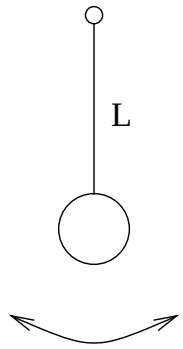


Abbildung 7.2: Idealisiertes Vertikalpendel

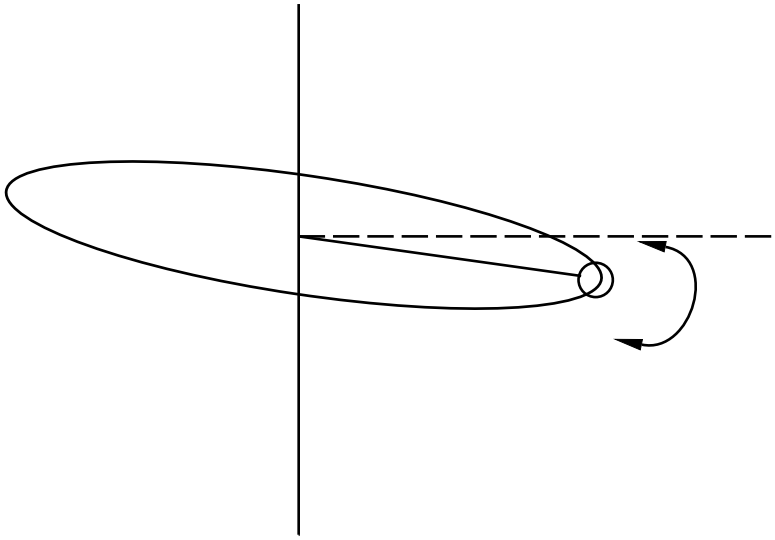


Abbildung 7.3: Horizontalpendel

Horizontalen geneigt ist, im folgenden mit α bezeichnet werden soll. Ein solches Pendel ist in Abbildung 7.3 vereinfacht dargestellt – L entspricht hier der Stablänge des Pendels.

Hierbei ergibt sich (unter den obigen vereinfachenden Annahmen) die natürliche Periode eines solchen Horizontalpendels zu

$$T_h = 2\pi\sqrt{\frac{L}{g\sin\alpha}}. \tag{7.2}$$

Die Rückstellkraft, welche auf das ausgelenkte Pendel wirkt, hängt also nicht mehr ausschließlich von der Erdbeschleunigung g sowie der Pendellänge ab, sondern zusätzlich reziprok vom Sinus des Winkels α, um welchen das Pendel aus der Horizontalen geneigt ist. Zur Erzeugung einer möglichst großen natürlichen Periode ist α folglich so klein wie technisch

noch realisierbar zu wählen. Vereinfachend gilt für kleine α die Beziehung

$$T_h \approx 2\pi\sqrt{\frac{L}{g\alpha}}.$$

Für ein Pendel der Länge 1m ergibt sich mit einem Winkel α von etwa 0.04 Grad somit eine Eigenperiode von ca. 10 Sekunden – eine deutliche Verbesserung gegenüber der für eine entsprechende Eigenperiode notwendigen Pendellänge von fast 25 Metern im Falle eines Vertikalpendels.

7.1.2 Neigungsempfindlichkeit

Allen Pendelkonstruktionen ist natürlich eine gewisse Empfindlichkeit bezüglich Abweichungen des Pendelrahmens von der Waagrechten eigen. Bei normalen Vertikalpendeln wirken sich Abweichungen dieser Art deutlich geringer aus als bei Horizontalpendeln, wie dem hier vorgestellten Lehman-Seismometer, da dort, wie bereits erwähnt, die Erdbeschleunigung direkt, ohne einen abschwächenden sin-Term in die Rückstellkraft eingeht.

Aus diesem Grunde ist der exakten Ausrichtung eines Lehman-Seismometers nach erfolgter Aufstellung große Aufmerksamkeit zu schenken, da bereits geringe Abweichungen von der Waagrechten dazu führen, daß die auf das Pendel wirkende Rückstellkraft nicht ausreicht, das Pendel in Mittenstellung zu halten, so daß es nach einer der beiden Seiten davonläuft.

7.2 Konstruktion

Zunächst ist zu bemerken, daß alle Seismometer-Konstruktionen in erster Linie einen stabilen mechanischen Aufbau, die Wahl möglichst verwindungssteifer Werkstoffe sowie eine möglichst exakte Ausführung voraussetzen, falls das fertige Gerät brauchbare Ergebnisse liefern soll.

7.2.1 Grundplatte und Rahmen

Besondere Bedeutung kommt in diesem Zusammenhang der Wahl eines Werkstoffes für die Grundplatte des Instrumentes zu, da diese ausgesprochen temperaturstabil sein muß, um niederfrequente Fehlersignale, die sich durch nie ganz vermeidbare Temperaturänderungen und die daraus resultierenden mechanischen Veränderungen des Aufbaus ergeben, möglichst klein zu halten, womit Holzplatten hierfür von vornherein ausscheiden.

In der Mehrzahl aller Fälle werden bei Selbstbauseismometern Stahlplatten als Grundlage verwendet, die jedoch hinsichtlich ihrer Beschaff- und vor allem Bearbeitbarkeit, da sie, um dem Gerät eine stabile Basis geben zu können, verhältnismäßig große Materialdicken erreichen, suboptimal sind. Eine andere Variante besteht in der Verwendung sehr preiswerter Rasenkantensteine, wie sie in jedem Baumarkt für wenige Euro erworben werden können.

Eine solche Grundplatte ist in Abbildung 7.4 während der Aufbauphase des im folgenden beschriebenen Seismometers zu sehen. Gut zu erkennen ist darüberhinaus auch der Metallrahmen (im vorliegenden Falle wurden hierfür preiswerte Aluminiumhohlprofile quadratischen Querschnittes als Grundlage verwendet), an welchem das Pendel, das noch ohne Gewicht und Sensor zu sehen ist, befestigt wird.

Noch nicht zu sehen sind drei große Maschinenschrauben, die als Nivellierfüße des Gesamtaufbaus dienen, mit denen nach der Aufstellung des Instrumentes verhältnismäßig schnell und leicht eine exakte horizontale Ausrichtung der Bodenplatte bezüglich beider Horizontalachsen erzielt werden kann.

7.2.2 Das Pendel

Dem Pendel ist, da es sich um das zentrale Element eines Seismometers wie dem hier beschriebenen Lehman-Seismometer handelt, große Aufmerksamkeit zu widmen. Kritische Punkte sind hier zunächst ein möglichst reibungsfreies Pendellager, sowie eine möglichst stabile Aufhängung der vorderen, frei schwingenden Pendelspitze am Grundgestell.

Als Pendelstäbe bewährt haben sich Aluminiumvollprofile rechteckigen Querschnittes, da diese einerseits ausgesprochen leicht zu bearbeiten sind und andererseits ein recht geringes Eigengewicht aufweisen, so daß sich die Idealvorstellung eines Pendels mit masselosem Stab, an dessen Ende sich die gesamte Pendelmasse vereinigt, in guter Näherung erreichen läßt.

Das in Abbildung 7.5 dargestellte Pendellager ist sicherlich keine Ideallösung und wurde in dem abgebildeten Instrument nur als erster Test verwendet, lieferte jedoch entgegen allen Befürchtungen durchaus brauchbare Resultate. Deutlich sichtbar ist der Pendelstab, der in den rechten unteren Bildrand ragt und in der Bildmitte auf seinem Widerlager aufliegt. An dieser Stelle wurde das Aluminiumprofil lediglich spitz zugefeilt, um eine Art Messerschneide zu erzeugen, die auf einer geschlitzten Stahlplatte aufliegt, um ein Fortlaufen des Pendels zu vermeiden.

Eine deutlich bessere Konstruktion, die allerdings auch mit einem gewissen Mehraufwand verbunden ist, besteht darin, das Ende des Pendelstabes



Abbildung 7.4: Der Rahmen des Seismometers

nicht mit einer Messerschneide sondern mit Hilfe einer Kugellagerkugel auf dem Widerlager aufliegen zu lassen. Am einfachsten wird hierzu eine Vertiefung in das Ende der Stange angesenkt, in welcher die Kugel mit Hilfe eines Zweikomponentenepoxidklebers befestigt wird. Das Widerlager selbst besteht aus einer mit Schmirgelpapier leicht aufgerauhten Stahlplatte.

Eine solche Lagerung hat als Hauptvorteil eine ausgesprochen geringe Reibung, was zu einer deutlich vergrößerten Empfindlichkeit des Pendels führt. Diesem Vorteil stehen jedoch mindestens zwei verhältnismäßig schwerwiegende Nachteile gegenüber:

- Zum einen ist ein solchermaßen gelagerter Pendelstab deutlich freier, was seine Bewegungsfähigkeit in vertikaler Richtung betrifft, da eine Kugelfläche im Gegensatz zu einer Messerschneide keine Führungseigenschaften besitzt, die eine weitgehende Unterdrückung der Vertikalkomponente ermöglichen.

- Zum anderen neigt eine solche Konstruktion schnell zum *Weglaufen* des Pendels am Auflagepunkt, was die Einstellung einer möglichst

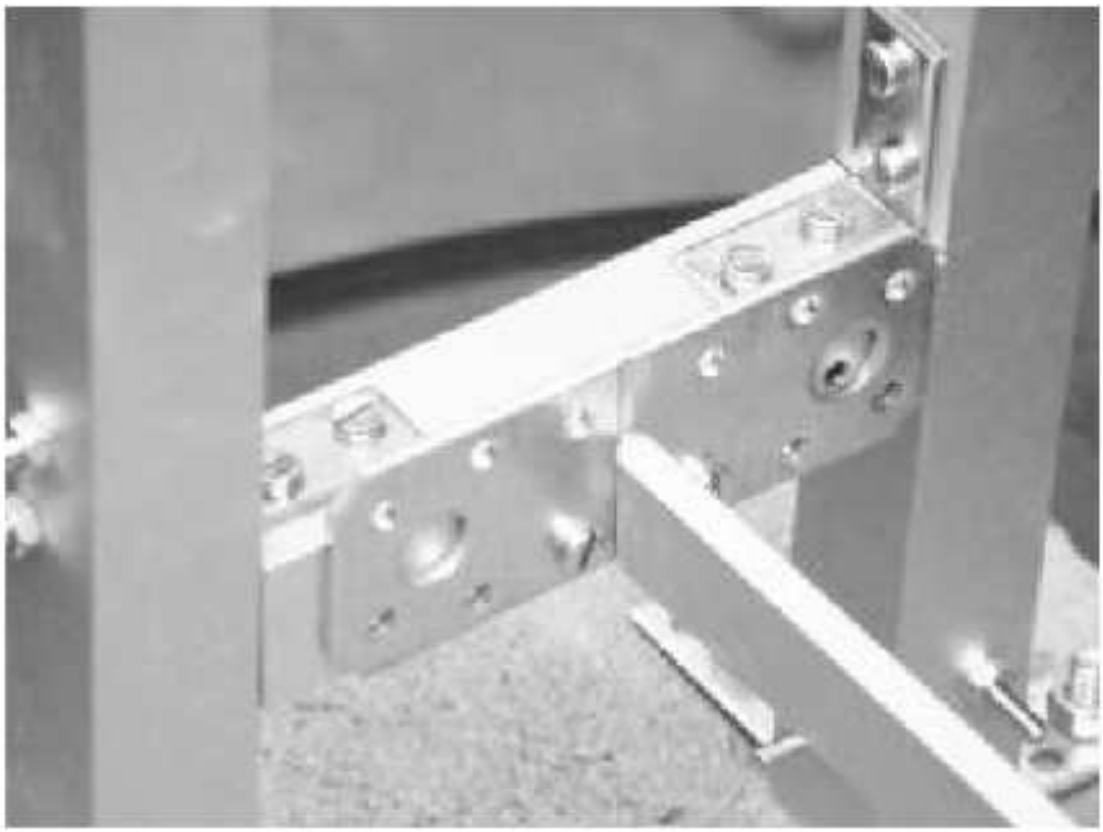


Abbildung 7.5: Das Pendellager

niedrigen Eigenfrequenz (durch Verringern des Neigungswinkels α) des Pendels deutlich erschwert.

Trotz des Vorteiles einer vergrößerten Pendelempfindlichkeit dieser Lagerungsvariante eignet sich aufgrund der beiden genannten Nachteile die zuerst behandelte Variante mit einer Messerschneide besser für ein erstes, robustes Instrument.

Im allgemeinen gilt, daß die Masse des Pendelstabes ca. 10% der Gesamtpendelmasse nicht übersteigen sollte. Diese Bedingung ist im allgemeinen jedoch verhältnismäßig leicht einzuhalten, da die Pendelmasse nach (7.2) keinen Einfluß auf die natürliche Periode des Pendels besitzt, so daß ihre konkrete Wahl vergleichsweise unkritisch ist und den jeweiligen Gegebenheiten stets nach oben hin angepaßt werden kann.

Zu beachten ist jedoch, daß die Pendelmasse einerseits hinreichend groß sein sollte, um die Pendelaufhängung möglichst gut zu stabilisieren, andererseits jedoch nicht so groß sein darf, daß aus ihr Verwindungen des Rahmens resultieren. Trotzdem ist die Wahl einer möglichst großen Pendelmasse zu empfehlen, um die Überwindung der unvermeidlichen Reibungsverluste, wie sie in der Hauptsache im Pendelwiderlager auftreten, zu erleichtern.

Die eigentliche Pendelmasse, die möglichst nahe an der äußeren Pendelspitze montiert sein sollte, ist in Abbildung 7.7 an der linken Bildseite zu erkennen. Wie bereits erwähnt, ist die Wahl der Pendelmasse verhältnismäßig unkritisch, so daß bezüglich der Materialwahl kaum Einschränkungen zu machen sind. Im vorliegenden Fall hat sich ein Metallblock mit einem Gewicht von ca. 2 kg bewährt. Steht ein solcher Block nicht zur Verfügung, kann eine entsprechende Pendelmasse auch leicht selbst angefertigt werden, wobei sich als einfachster Werkstoff neben Blei, dessen Verwendung aufgrund seiner Toxizität nicht zu empfehlen ist, Beton anbietet.

Aus Beton lassen sich mit Hilfe einer entsprechenden Gußform aus Holz recht präzise Gewichte fertigen, die direkt mit einer Öffnung in der Mitte versehen werden können, durch welche der Pendelstab geführt werden kann, wodurch auch eine einfache Verschiebbarkeit der Pendelmasse auf dem Pendelstab und damit eine Wahl von L möglich ist.

Die Aufhängung der Pendelspitze am Grundrahmen betreffend hat sich die Verwendung von Klavier- oder auch Gitarrensaiten als Abspanndraht sehr bewährt, da deren Vorteile neben der leichten Verfügbarkeit vor allem ihre geringe Verformung bei Temperaturänderungen und ihre hohe Zugbelastbarkeit sind[4]. Die Befestigung der Klaviersaite an der vorderen, frei schwingenden Spitze des Pendels ist in Abbildung 7.8 gut zu sehen und besteht lediglich aus einer durch eine Bohrung im Pendelstab geführten Drahtschlaufe, welche von einer Klemme gehalten wird.

Ein wesentlicher Punkt der Pendelaufhängung ist die einfache Einstellbarkeit der Pendelneigung gegenüber der Horizontalen – problematisch ist dieser Punkt vor allem, weil zur Erzielung einer möglichst großen natürlichen Periode ein möglichst kleiner Winkel α wünschenswert ist. Je kleiner dieser Winkel wird, desto kleiner wird auch die von $\frac{1}{g \sin \alpha}$ bestimmte Rückstellkraft auf das Pendel, die im Grenzfall $\alpha = 0$ ebenfalls Null wird.

Je näher die Einstellung der Pendelneigung dem Wert $\alpha = 0$ kommt, desto schwerwiegender wirken sich bereits kleinste Neigungen der Grundplatte aus, da mitunter die bei sehr niedrigen Eigenfrequenzen des Pendels zur Verfügung stehende Rückstellkraft nicht ausreicht, um die Pendelspitze am Davonlaufen zu hindern.

Ein Mechanismus, der neben einer sehr einfachen Justierung eine hervorragende Zeit- und Temperaturkonstanz ermöglicht, ist in Abbildung 7.6

[4]Die in der ursprünglichen Veröffentlichung [51] eingesetzte Aufhängung, bestehend aus Seilspanner und Stahldraht, hat sich nicht bewährt und ist erfahrungsgemäß keinesfalls zu empfehlen, da diese Konstruktion zu großen Verformungen während des Betriebes neigt und durch die Vielzahl von Verbindungspunkten zwischen Draht, Pendel, Grundgerüst und Seilspanner eine exakte Einstellung des Neigungswinkels α der Pendelschwingungsebene nahezu unmöglich macht.



Abbildung 7.6: Feinjustage des Pendelstabes (Draufsicht auf den Pendelrahmen)

zu sehen und besteht im wesentlichen aus einem Stimmwirbel für Steel-Gitarren (erhältlich in jeder Musikalienhandlung), der am oberen Querbalken des Grundgestells befestigt ist. Hierdurch ist nach Aufstellung des Instrumentes eine einfache und verhältnismäßig störungsfreie Feinjustage des Winkels α durch Ändern der effektiven Länge des Abspanndrahtes möglich, wie sie bei Verwendung einfacher Seilspanner, wie sie in [51] vorgeschlagen werden, nicht zu erzielen ist.

In der Mitte der Abbildung befindet sich der obere Querbalken des Grundgerüstes, an dessen linker Seite der Stimmwirbel montiert ist, während die Klaviersaite nach rechts in Richtung auf die Pendelspitze zu verläuft. Hierbei wurde die Saite durch zwei Bohrungen des oberen

Querbalkens geführt, deren Durchmesser so gewählt wurde, daß die Saite gerade eben durch die Löcher geführt werden konnte, hierbei jedoch möglichst wenig seitliches Spiel besitzt, um Bewegungsartefakte zu vermeiden, die bei großen horizontalen Pendelausschlägen anderenfalls denkbar wären.

7.2.3 Die Dämpfung des Pendels

Wie in Abschnitt 5.4 bereits ausgeführt wurde, kommt der Dämpfung der Pendel in Seismometern eine essentielle Bedeutung zu, da ein zu schwach gedämpftes Pendel (d.h. mindestens jedes Pendel ohne zusätzliche Dämpfungsmaßnahmen) nach einer impulsförmigen Anregung lediglich mit seiner natürlichen Periode ausschwingt und somit die eigentliche Form des auslösenden Impulses nicht sichtbar zu machen in der Lage ist.

Für ein einfaches Lehman-Seismometer, wie das vorliegend beschriebene, kommen im wesentlichen zwei einfache passive Dämpfungsmechanismen in Betracht:

1. Eine Wirbelstromdämpfung beziehungsweise

2. eine Öldämpfung,

die beide in ihrer Wirkungsweise beziehungsweise Ausführung im folgenden betrachtet werden.

7.2.3.1 Wirbelstromdämpfung

Die Grundkonstruktion einer Wirbelstromdämpfung besteht aus zwei Hauptelementen: Zum einen einer nichtmagnetischen Metallplatte (eventuell gelocht oder geschlitzt) sowie zum anderen aus einem möglichst starken (Permanent-)magneten, zwischen dessen Polschuhen diese Metallplatte, die ihrerseits an der äußersten, frei schwingenden Pendelspitze montiert ist, schwingen kann.

Wird das Pendel durch ein externes Ereignis aus seiner Ruhelage ausgelenkt, induziert sich in der zwischen den Polschuhen des auf der Grundplatte montierten Permanentmagneten schwingenden Metallplatte ein Wirbelstrom, dessen Stärke von der Geschwindigkeit der die Feldlinien schneidenden Platte bestimmt wird, der seinerseits die Erzeugung eines Magnetfeldes in der Platte zur Folge hat, durch welche eine von der Bewegung der Platte innerhalb des Magnetfeldes abhängige Dämpfung der Pendelbewegung ausgeht.

So elegant diese Methode auf den ersten Blick scheint, ist sie für ein einfaches Seismometer nicht die erste Wahl, da zum einen die Beschaffung eines hinreichend starken Permanentmagneten nicht unproblematisch ist und sich zum anderen die Justierung einer solchen Vorrichtung ausgesprochen diffizil gestaltet. Vorteilhaft ist jedoch die nach erfolgter Justage völlige Wartungsfreiheit der Anordnung.

7.2.3.2 Öldämpfung

Eine deutlich einfachere Technik zur Dämpfung eines Pendels stellt eine Öldämpfung dar. Hierbei befindet sich an der äußersten Pendelspitze ein „Paddel“, welches in einem mit Öl gefüllten, auf der Grundplatte montierten Behälter frei schwingen kann.

Bild 7.7 zeigt eine solche Öldämpfung mit einer ölgefüllten Kaffeetasse. Gut zu erkennen ist das an der äußersten Pendelspitze montierte Kunststoffpaddel, welches in das Ölbad eintaucht. Die Regulation des Dämpfungsfaktors geschieht einfach durch Änderung der Eintauchtiefe, was entweder durch eine Höhenverstellung des Ölbehälters oder aber eine Änderung der Füllmenge vorgenommen werden kann.

7.2.4 Der induktive Aufnehmer

Nachdem nun das Pendel samt Grundplatte und Halterung beschrieben wurde, besteht der nächste Punkt aus der Konstruktion eines entsprechenden Signalaufnehmers, um die Pendelausschläge in ein elektrisches Signal verwandeln zu können.

Die einfachste Form eines solchen Signalwandlers, wie er auch hier zum Einsatz kommt, stellt ein elektrodynamischer Aufnehmer, wie in Abschnitt 5.7.1 beschrieben, dar. Hierbei handelt es sich im Grunde genommen lediglich um eine feststehende Spule möglichst hoher Windungszahl, in der durch einen an der Pendelspitze des Seismometers angebrachten, möglichst starken Permanentmagneten bei Bewegungen des Pendels eine Spannung induziert wird.

Bezüglich der Montage von Spule und Permanentmagnet sind zwei Varianten denkbar:

1. Zum einen kann mit einer feststehenden Spule und beweglichem Magneten gearbeitet werden,

2. zum anderen kann ein feststehender Magnet mit beweglicher Spule zum Einsatz gelangen.



Abbildung 7.7: Die Öldämpfung

Beide Anordnungen besitzen Vor- und Nachteile – bei der ersten Variante wirkt sich positiv aus, daß aufgrund der feststehend montierten Spule keine Signalleitungen vom Pendelstab zur Grundplatte geführt werden müssen, die in jedem Fall zu einem Ansteigen der Reibungsverluste führen würden. Nachteilig hierbei ist jedoch, daß die gesamte Konstruktion der Grundplatte sowie des Grundgerüstes möglichst unmagnetisch sein müssen, um eine Beeinflussung, beispielsweise in Form einer Fesselung des Pendels durch das Magnetfeld des Permanentmagneten zu verhindern.

Bei Verwendung einer magnetischen Grundplatte (beispielsweise Stahl) ist diese Forderung nicht zu erfüllen, so daß hier nur die zweite Variante zum Einsatz kommen kann, die hinsichtlich der magnetischen Beeinflussung des Pendels durch den Signalwandler der ersten überlegen ist, dafür jedoch einen höheren Aufwand bezüglich der Verlegung der Signalleitungen erforderlich macht.

Eine Implementation der ersten Variante ist in Abbildung 7.8 zu sehen: Am rechten Bildrand ist die Pendelmasse zusammen mit der Befestigung des Abspanndrahtes am Pendelstab zu erkennen. An der linken Stirnfläche

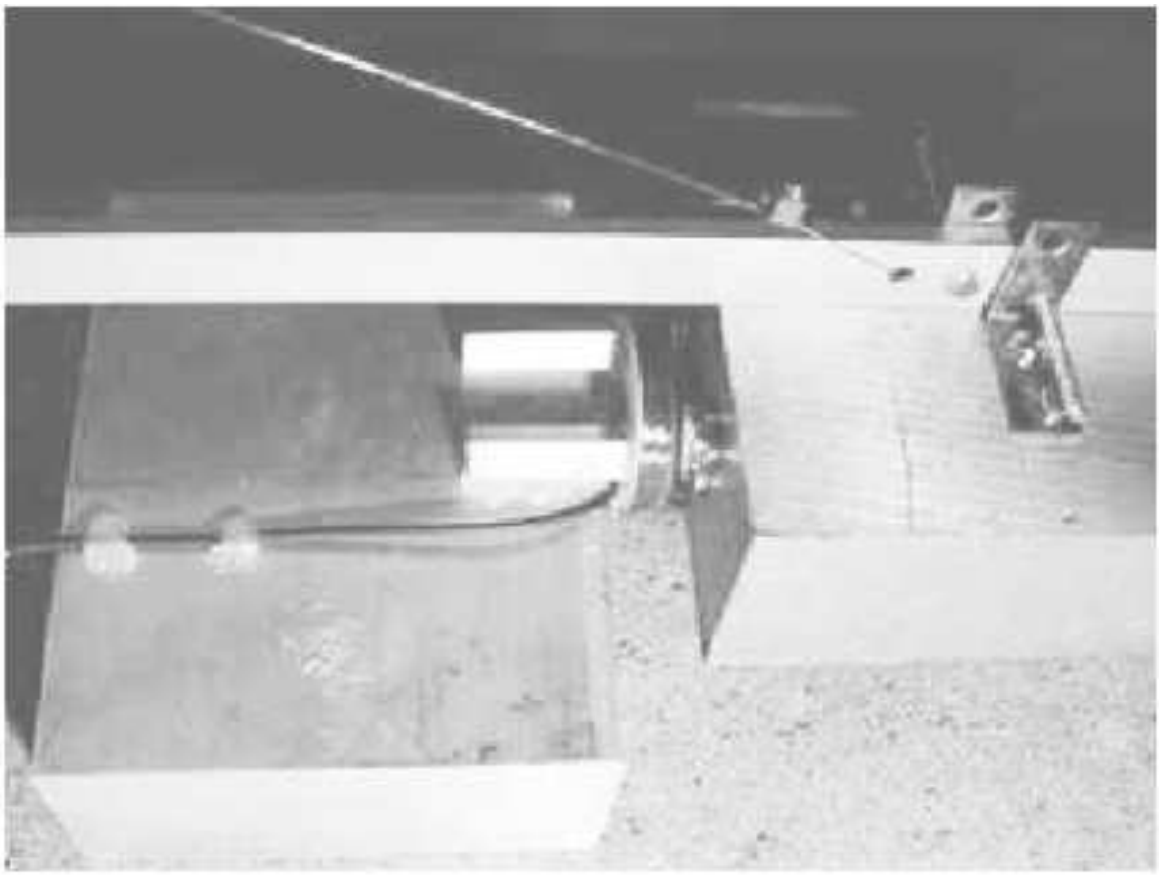


Abbildung 7.8: Der induktive Aufnehmer

der Pendelmasse befindet sich ein starker Permanentmagnet[5], der in geringem Abstand vor einer auf der Grundplatte montierten Aufnehmerspule schwingt.

Dieser Aufbau wurde durch die zum Zeitpunkt des Baus zur Verfügung stehenden Materialien bestimmt. Naheliegender und effizienter ist ein in die Aufnehmerspule eintauchender Permanentstabmagnet, wie auch in Abbildung 7.1 dargestellt.

Die Aufnehmerspule ist vollkommen nichtmagnetisch an der Grundplatte befestigt, indem sie mit Heißleim und zwei Aluminiumprofilen an einem Aluminiumblock befestigt wurde, der auf der Grundplatte aufliegt und durch Verschieben eine einfache und praktikable Justagemöglichkeit des Luftspaltes zwischen Permanentmagnet und Spule ermöglicht. Die Signalabnahme erfolgt über ein flexibles Koaxialkabel, um Einstreuungen,

[5]Gut geeignete Seltenerdmagnete für diese (und andere) Anwendungen lassen sich aus defekten Festplattenlaufwerken gewinnen, in welchen sie für den Kopfantrieb eingesetzt werden. Stehen keine alten, ausschlachtbaren Festplattenlaufwerke zur Verfügung, können entsprechende Magnete beispielsweise auch über diverse Zulieferer bezogen werden (siehe Anhang B.2).

wie sie beispielsweise von elektrischen Installationen herrühren, möglichst gering zu halten.

Bezugnehmend auf Abschnitt 7.2.3 ist an dieser Stelle übrigens anzumerken, daß ein induktiver Signalwandler wie der hier vorgestellte, ebenfalls eine gewisse Dämpfungswirkung in Form einer Wirbelstromdämpfung bewirkt. Da die Spule im allgemeinen spätestens durch den Verstärker in gewissem Maße belastet wird, entsteht hierdurch ein magnetisches Gegenfeld um die Spule, welches eine im folgenden Fall allerdings zu vernachlässigende Dämpfungswirkung auf das Pendel zur Folge hat[6].

7.3 Aufstellung und Betrieb

Hinsichtlich seiner Aufstellung und seines Betriebes ist ein Lehman-Seismometer ausgesprochen einfach zu handhaben, sofern einige Dinge beachtet werden, die allgemein jedoch für alle hier vorgestellten Instrumente gelten: Zunächst ist aufgrund der hohen Empfindlichkeit des Horizontalpendels gegen Auslenkungen von außen dafür Sorge zu tragen, daß das Seismometer keinen Luftströmen ausgesetzt wird. Die Empfindlichkeit ist so hoch, daß selbst geringste Konvektionsströmungen, wie sie auch in einer kleinen Meßkammer tageszeitlich bedingt auftreten, Messungen unmöglich machen können.

Aus diesem Grunde sollte das Instrument während des Betriebs stets von einem möglichst maßgenau gefertigten Holz- oder Kunststoffkasten umgeben sein, der in seinem Inneren soweit möglich mit wärmedämmendem Material wie beispielsweise Steinwolle oder ähnlichem ausgekleidet sein sollte, um das verbleibende, frei zirkulierende Luftvolumen innerhalb des Behälters so gering wie möglich zu halten.

Entsprechend ist dafür Sorge zu tragen, daß der Instrumentenbehälter seinerseits möglichst gut von direkter Sonneneinstrahlung geschützt wird, also idealerweise in einem fensterlosen Raum steht und/oder mit gut reflektierender Aluminium- oder Lebensrettungsfolie verkleidet wird.

Sehr bewährt hat es sich, das Instrumentenbehältnis mit Hilfe von Silikondichtungsmasse, wie sie im Sanitärbereich eingesetzt wird, mit dem Boden des Aufstellungsortes zu verbinden. Der Zugang zum eigentlichen Meßinstrument kann hiernach beispielsweise über einen mit Klavierband befestigten, dicht schließenden Deckel geschehen. Auch Kabeldurchführungen sind so dicht wie möglich auszuführen – idealerweise können auch hier Si-

[6] Bei manchen Signalwandlern, wie beispielsweise den Geophonen, ist diese Form der Dämpfung der hauptsächliche zum Einsatz gelangende Dämpfungmechanismus (siehe Abschnitt 12.2).

likondichtungsmasse oder Zugentlastungen mit guter Gummidichtung zum Einsatz gelangen.

Es versteht sich von selbst, daß auch der eigentliche Aufstellungsort so ungestört und abgeschieden von Umwelteinflüssen sein sollte, wie möglich. Ideal sind beispielsweise tiefe, unbenutzte Kellerräume, Tankräume von Ölheizungen oder auch Gartenhäuschen, wobei hier besondere Sorgfalt auf die Abschirmung gegenüber äußeren Einflüssen verwandt werden muß.

Besonders tageszeitabhängige Temperaturschwankungen können sich allein durch die Änderung der Eigenperiode des Instruments, bedingt durch Verkürzung oder Verlängerung des Abspanndrahtes, stark bemerkbar machen – von Konvektionsströmungen ganz abgesehen. Auch ist mitunter verblüffend, wie schwer es ist, ein solches Instrument gegen das Eindringen von Insekten zu schützen (ebenso verblüffend wie die Meßwerte, die aus dem Versuch einer Spinne, ein Netz zwischen Pendel und Abspannseil zu bauen, herrührten).

Ungeeignet als Aufstellungsort sind hingegen genutzte Garagen, seien sie auch noch so groß. Das Hauptproblem hierbei sind weniger die durch ein- und ausfahrende Fahrzeuge verursachten Schwingungen als vielmehr die durch stehende Fahrzeuge verursachten Neigungen des Untergrundes, die mitunter zu einem Davonlaufen des Pendels führen können.

Ein Beispiel für den Aufbau einer Meßstation findet sich in Abschnitt 19 – hier wird der Bau einer kleinen Gartenhütte zur Aufstellung aller beschriebenen Instrumente sowie der notwendigen Elektronik beschrieben. Das Lehman-Seismometer befindet sich hier in einer gut schließenden Holzkiste, deren einzige Verbindung zur Außenwelt durch das Koaxialkabel der Aufnehmerspule besteht.

Bevor jedoch Meßdaten mit dem vorgestellten Lehman-Seismometer erhoben werden können, wird ein empfindlicher Verstärker für die mitunter extrem kleinen Ausgangssignale der Aufnehmerspule benötigt, wie er im folgenden Abschnitt 8 vorgestellt wird.

Kapitel 8

Ein Verstärker für induktive Aufnehmer

Nachdem nun ein erstes Instrument zur Messung seismischer Ereignisse in Form des im vorangegangenen Kapitels vorgestellten Lehman-Seismometers zur Verfügung steht, stellt sich die Frage, wie die von ihm gelieferten Meßwerte in geeigneter Art und Weise verstärkt werden können, um beispielsweise direkt einen x/t-Schreiber oder einen AD-Wandler ansteuern zu können. Hierfür kann der im folgenden beschriebene einfache Verstärker eingesetzt werden, der Verstärkungen bis etwa 70000-fach zulässt.

8.1 Vorbetrachtungen

Die Anforderungen an einen allgemein einsetzbaren Verstärker für Anwendungen im Bereich der Seismologie[1] sind verhältnismäßig komplex, da die zu verstärkenden Signale zum einen eine ausgesprochen niedrige Amplitude besitzen und darüberhinaus der interessierende Frequenzbereich der Signale meist deutlich unter einigen Hertz liegt.

Das Problem bei solchen Verstärkungsanforderungen liegt darin, daß aufgrund der interessierenden Gleichspannungsanteile des Meßsignales ein gleichspannungsgekoppelter Verstärker zum Einsatz kommen muß, was gegenüber einem wechselspannungsgekoppelten Verstärker die Schwierigkeit mit sich bringt, daß bei den gewünschten hohen Verstärkungsfaktoren be-

[1] Im Zusammenhang mit induktiven Signalwandlern.

reits kleinste Offsets der verwendeten Operationsverstärker dazu führen, daß die Ausgangsstufe übersteuert und somit das Nutzsignal verdeckt wird.

Eine weitere Schwierigkeit bilden eingekoppelte Störspannungen, wie sie beispielsweise aus dem Lichtnetz, von Maschinen, etc. herrühren. Diese müssen innerhalb des Verstärkers wirkungsvoll herausgefiltert werden, da sie in vielen Fällen hinsichtlich ihrer Größenordnung weit über den eigentlichen Meßsignalen des Seismometers liegen. Diese Filtermaßnahmen können gleichzeitig dazu benutzt werden, den Frequenzumfang des Ausgangssignals auf einen Wert einzuschränken, der kleiner gleich der halben Abtastfrequenz des in den meisten Fällen nachgeschalteten Analog-/Digital-Wandlers liegt (siehe hierzu Abschnitte 6.2 und 6.3 – vor allem in Bezug auf die Abhängigkeit der zu wählenden Abtastfrequenz von der Grenzfrequenz des eingesetzten Tiefpaßfilters und dessen Ordnung).

Die folgenden Abschnitte beschreiben im einzelnen den Aufbau eines Verstärkers, der alle vorgenannten Anforderungen erfüllt. Er verfügt über einen Verstärkungsfaktor von 100- bis 70000-fach sowie ein Butterworth-Tiefpaßfilter vierter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 10Hz, was nicht nur hinreichend weit unter den 50Hz (und mehr) der eingestreuten Netzstörungen liegt, sondern in der Mehrzahl der Fälle ausreichen sollte, Abtastfehler eines nachfolgenden A/D-Konverters zu vermeiden, beziehungsweise auf ein tolerables Maß zu senken.

Der vorgestellte Verstärker kann sowohl für langperiodische Instrumente wie das in Abschnitt 7 beschriebene Lehman-Seismometer als auch für eher kurzperiodische Instrumente wie Geophone (siehe Abschnitt 12) eingesetzt werden[2].

8.2 Die Schaltung

Die Schaltung selbst gliedert sich neben der Stromversorgung in drei Teile:

1. Die Eingangstufe, bestehend aus einer Eingangsschutzschaltung sowie einem Verstärker mit einer festen Verstärkung von 100,

2. ein Butterworth-Tiefpaßfilter vierter Ordnung und

3. den eigentlichen Hauptverstärker mit wählbarer Verstärkung.

[2]Da viele Geophonsysteme aus drei entsprechend den drei Raumachsen orientierten Einzelgeophonen bestehen, sind für solche Anordnungen entweder drei Verstärker der hier beschriebenen Art oder ein spezieller Dreikanalverstärker, wie er in Abschnitt 13 beschrieben wird, notwendig.

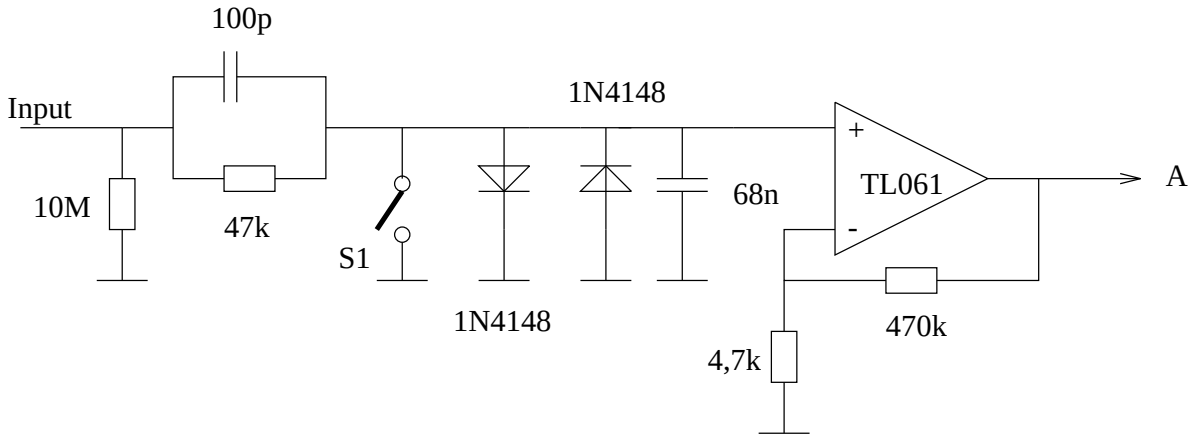


Abbildung 8.1: Eingangsstufe

8.2.1 Die Eingangsstufe

Abbildung 8.1 stellt die Schaltung der Eingangsstufe des Seismometerverstärkers dar. Diese setzt sich zunächst aus einem einfachen Eingangsnetzwerk, bestehend aus einem 10M Widerstand gegen Masse sowie einem parallel geschalteten RC-Glied zusammen. Diesem nachfolgend findet sich eine einfache Schutzschaltung aus zwei antiparallel geschalteten Dioden des Typs 1N4148, die garantieren, daß der Eingang des nachfolgenden Operationsverstärkers nicht durch zu hohe Eingangsspannungen zerstört wird. Der folgende 68n Kondensator gegen Masse unterdrückt eine eventuell vorhandene Schwingneigung des eigentlichen Eingangsverstärkers.

Mit Hilfe des Schalters S1 läßt sich der Eingang des Verstärkers gegen Masse kurzschließen, was für den Offsetabgleich des Gerätes ausgesprochen praktisch ist (siehe Abschnitt 8.2.6).

Die Verstärkerstufe selbst besteht aus einem handelsüblichen Operationsverstärker mit FET-Eingängen, der in nicht invertierender Schaltung betrieben wird, um eine möglichst geringe Belastung des Meßsignales zu ermöglichen. Sein Verstärkungsfaktor ist auf etwa einhundertfach festgelegt.

Zu beachten ist hierbei allerdings, daß sich aufgrund der sehr hohen Gesamtverstärkung der Schaltung bereits geringste Offsetströme dieses Eingangsoperationsverstärkers stark auf die Ruhelage des Ausgangssignales auswirken – bis hin zu einer vollständigen Übersteuerung der Ausgangsverstärkerstufe.

Soll der Verstärker also beispielsweise in sehr lange dauernden Messungen eingesetzt werden, kann anstelle eines einfachen Operationsverstärkers wie dem Typ TL061 auch ein zerhackerstabilisierter Verstärker eingesetzt werden, der sich durch extrem geringe Drift und hervorragende Langzeitstabilität auszeichnet.

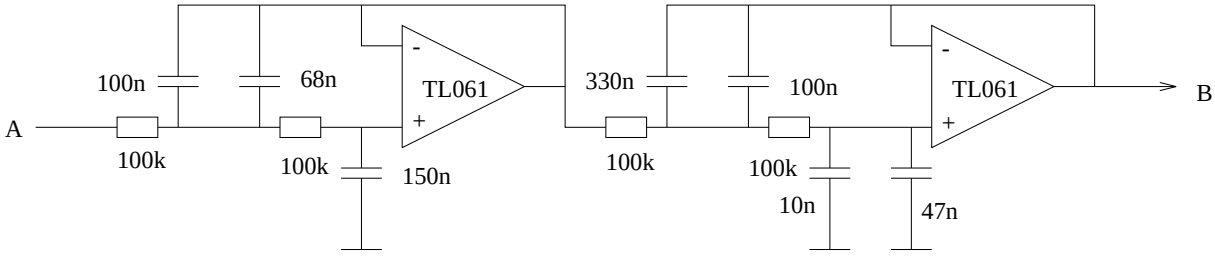


Abbildung 8.2: Butterworthfilter vierter Ordnung

Sehr gute Erfahrungen wurden im Laufe der Zeit mit dem Baustein MAX430 (siehe [28]) gesammelt, der sich nicht zuletzt dadurch auszeichnet, pinkompatibel zu herkömmlichen Einfachoperationsverstärkern wie dem TL061 zu sein und darüberhinaus keine zusätzliche Außenbeschaltung, wie die sonst bei zerhackerstabilisierten Verstärkern üblichen Schaltkondensatoren zu benötigen. Allgemein können dieser oder verwandte Bausteine an vielen Stellen, bei denen auf höchste Langzeitstabilität Wert gelegt wird, zum Einsatz gelangen[3].

8.2.2 Das Tiefpaßfilter

An diese erste Verstärkerstufe schließt sich das Butterworth-Tiefpaßfilter vierter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von etwa 10Hz an. Es setzt sich aus zwei Butterworthfilterstufen jeweils zweiter Ordnung zusammen, die mit Hilfe zweier Operationsverstärker als aktives Filter agieren. Die Schaltung des Filters ist Abbildung 6.4 zu entnehmen. Falls für eine gegebene Anwendung eine abweichende Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters notwendig ist, können entsprechende Berechnungs und Dimensionierungsangaben [3][S.131f.], [18][S.313f.] beziehungsweise Abschnitt 6.2.1.1 sowie Tabelle 6.1 entnommen werden.

8.2.3 Der Hauptverstärker

Dem Tiefpaßfilter folgend findet sich der eigentliche Hauptverstärker mit wählbarer Verstärkung, die im vorliegenden Dimensionierungsbeispiel zwischen 1- und etwa 700-fach eingestellt werden kann. Die Wahl des gewünschten Verstärkungsfaktors erfolgt entsprechend Abbildung 8.3 mit Hilfe des Wahlschalters S2, über welchen der Wert des verstärkungsbestimmenden Rückkopplungswiderstandes bestimmt werden kann.

[3]Weiterhin ist es zumindest für die Ausgangsstufen von Verstärkern überlegenswert, sogenannte *Rail-to-Rail*-Operationsverstärker einzusetzen, deren Ein- beziehungsweise Ausgangsspannungsbereich den vollständigen Versorgungsspannungsbereich überdeckt.

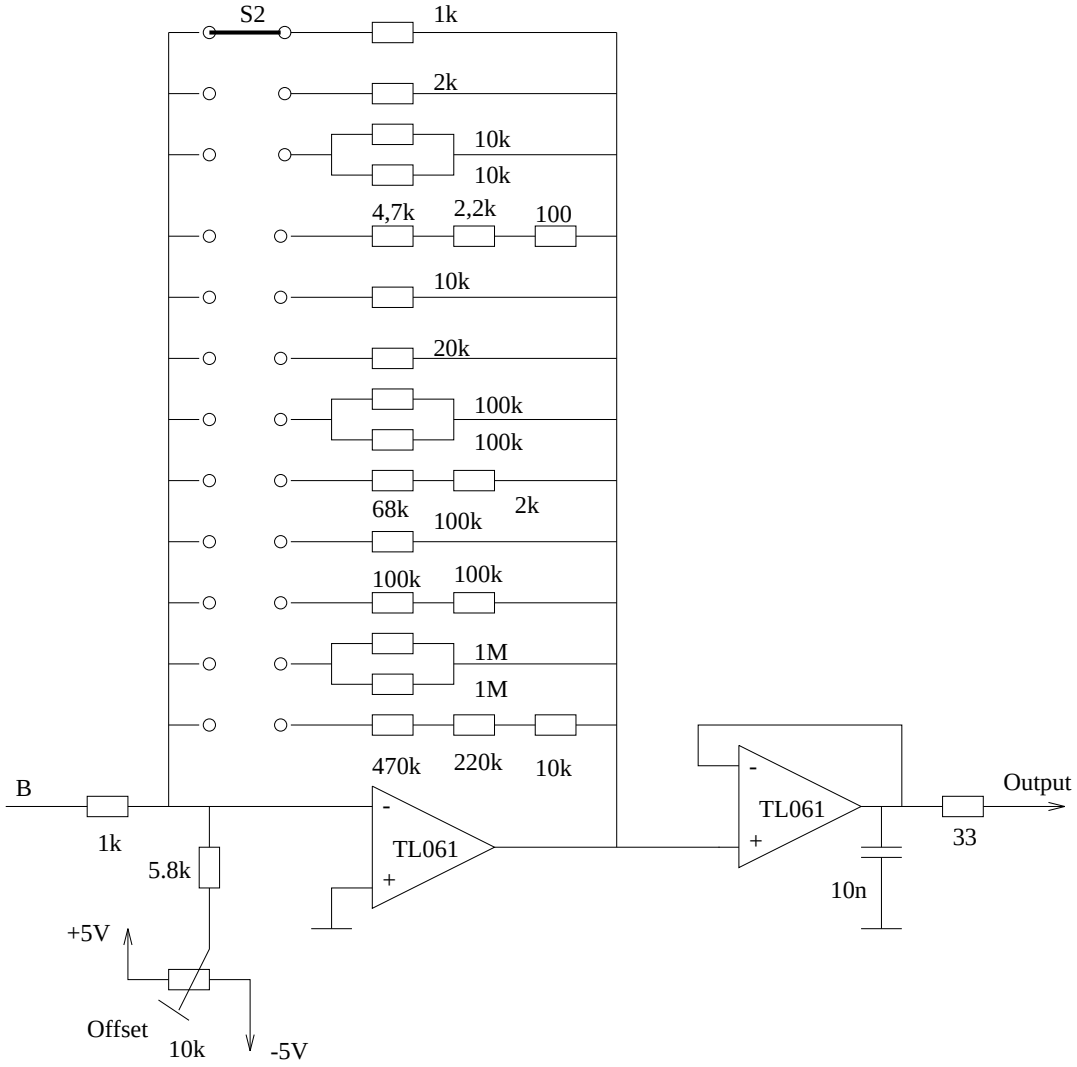


Abbildung 8.3: Hauptverstärker mit Impedanzwandlerstufe

Am Knotenpunkt des invertierenden Einganges des Operationsverstärkers läuft neben der eigentlichen Signalzuführung über einen 1k Widerstand und der Rückführung über das an S2 angeschlossene Widerstandsnetzwerk noch ein einstellbarer Offsettkorrekturstrom ein, der über ein 10-gang-Spindelpotentiometer eingestellt werden kann.

Diese Offsetkorrektur ist nötig, um unvermeidliche Driftspannungen der vorangehenden Stufen (sowie der eigentlichen Hauptverstärkerstufe) zu kompensieren, um so eine Übersteuerung des Ausganges zu verhindern, die sonst – aufgrund der hohen maximalen Verstärkung – bereits bei mit Hilfe von S1 kurzgeschlossenem Eingang auftreten könnte.

An den Hauptverstärker schließt sich noch eine Impedanzwandlerstufe an, die das Ausgangssignal zusätzlich entkoppelt und Rückwirkungen auf den Hauptverstärker vermeiden hilft.

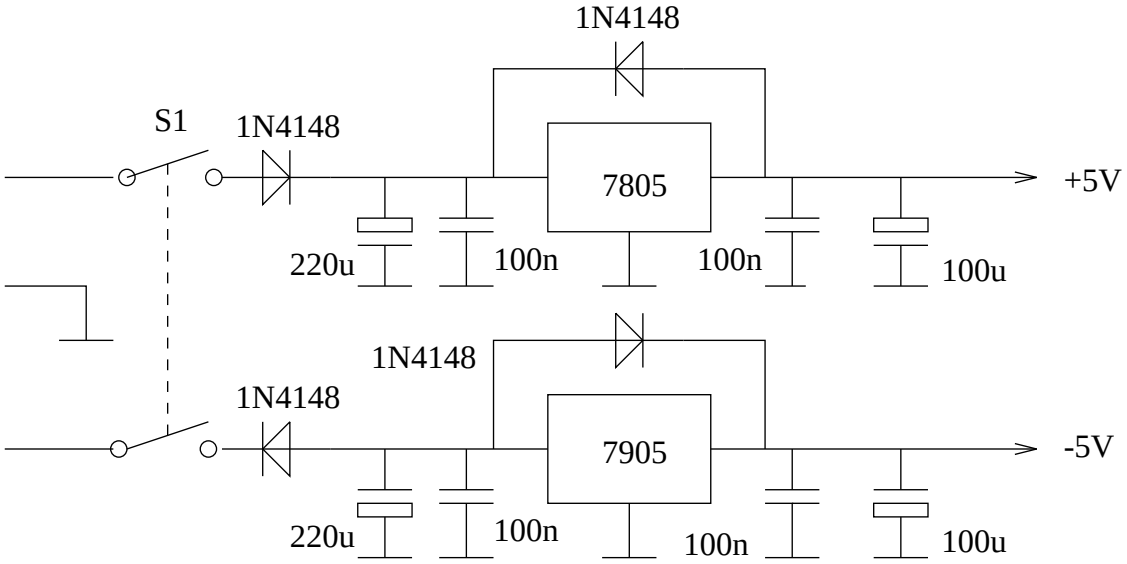


Abbildung 8.4: Stromversorgung

8.2.4 Die Stromversorgung

Die Stromversorgung des Verstärkers für seismische Anwendungen gestaltet sich aufgrund der niedrigen Verlustleistung der eingesetzten Operationsverstärkers ausgesprochen einfach und direkt. Sie setzt sich lediglich aus zwei Spannungsreglern des Typs 7805 (positiver 5 Volt Spannungsregler) beziehungsweise 7905 (negativer 5 Volt Spannungsregler) zusammen, die jeweils mit Hilfe einer Freilaufdiode gegen eventuell bei Ausschaltvorgängen auftretende Rückströme geschützt werden.

8.2.5 Aufbau

Aufgrund der verhältnismäßig einfachen Schaltung bietet sich ein Aufbau auf einer Lochrasterplatine an, wie er in Abbildung 8.5 zu sehen ist. Gut zu erkennen sind die vier Baugruppen der Schaltung:

1. In der linken oberen Ecke finden sich das Eingangsnetzwerk, die beiden antiparallelen Schutzdioden sowie der Vorverstärker mit seiner festen Verstärkung von etwa 100.

2. Das Butterworth-Tiefpaßfilter vierter Ordnung mit seinen zwei Operationsverstärkern ist in der rechten oberen Ecke der Abbildung zu erkennen. Von hier aus nimmt das vorverstärkte und gefilterte Meßsignal seinen Weg zum

3. Hauptverstärker, der sich mit der nachgeschalteten Impedanzwandlerstufe in der Bildmitte befindet. Rechts neben dem in der Mitte

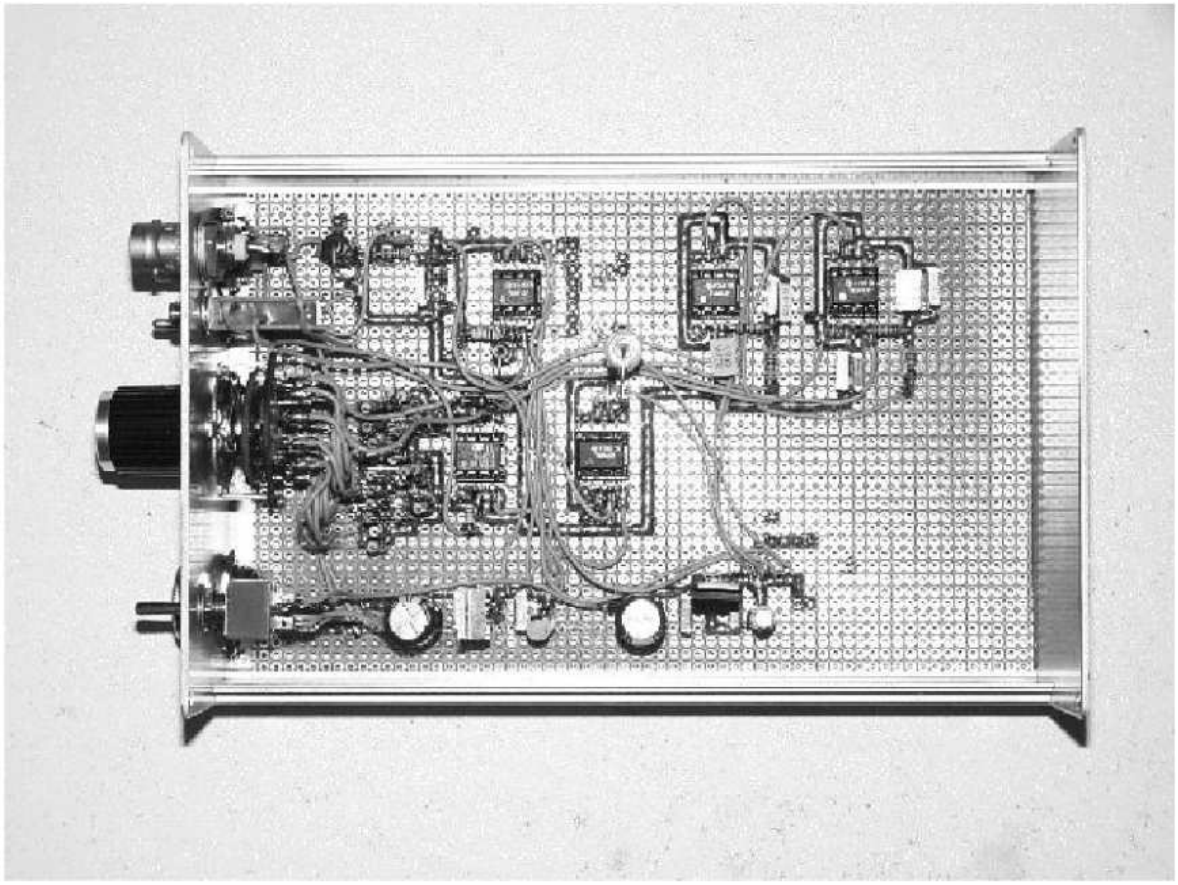


Abbildung 8.5: Aufbau des Verstärkers für seismische Anwendungen

des linken Bildrandes gut zu erkennenden Stufenschalter zur Auswahl des gewünschten Verstärkungsfaktors ist in Draufsicht das verstärkungsbestimmende Widerstandsnetzwerk zu erkennen. Das 10-gang-Offsetkorrekturpotentiometer ist auf der linken Seite der Frontplatte (d.h. in der Abbildung links oben) angeordnet.

4. Zuletzt findet sich am unteren Bildrand die Stromversorgung mit ihren beiden symmetrischen Filter- und Stabilisierungsstufen.

Gut bewährt hat sich die Verwendung von Aluminiumprofilgehäusen, wie sie im einschlägigen Elektronikfachhandel für ca. 10 bis 15 Euro erhältlich sind. Diese weisen als Vorteile eine direkt auf die Verwendung von Platinen im Europaformat zugeschnittene Baugröße, eine hohe Robustheit sowie eine leichte Ver- und Bearbeitbarkeit auf.

Ein Vorschlag für die Anordnung der Bedienelemente auf der Frontplatte kann Abbildung 8.6 entnommen werden. Als zentrales Bedienelement findet sich der Verstärkungswahlschalter in der Mitte der Frontplatte. Auf der rechten Seite finden sich die Buchse für die Stromversorgung sowie der Ein-/Ausschalter, während auf der linken Seite zwei BNC-Buchsen für



Abbildung 8.6: Frontplatte des Verstärkers

die Meßsignalzuführung (unten) beziehungsweise den Verstärkerausgang (oben) angeordnet sind. Rechts neben den Ein-/Ausgangs-BNC-Buchsen befinden sich der Kurzschlußschalter S1 sowie das Offsetabgleichspotentiometer.

8.2.6 Abgleich

Der Abgleich des Verstärkers gestaltet sich ausgesprochen einfach, da lediglich für eine entsprechende Kompensation der Offsetfehler der Schaltung durch geeignetes Einstellen des Offset-Potentiometers gesorgt werden muß. Hierzu wird mit Hilfe des Schalters S1 der Eingang des Verstärkers gegen Masse kurzgeschlossen, so daß nur die internen Fehlerströme der Schaltung zum Tragen kommen, was einen einfachen Offsetabgleich ermöglicht.

Nun ist mit Hilfe des 10-Gang-Potentiometers die Schaltung dergestalt abzugleichen, daß die resultierende Ausgangsspannung bei höchster wählbarer Verstärkung möglichst nahe bei Null zu liegen kommt.

Dieser Abgleich sollte übrigens bei geschlossenem Gehäuse erfolgen, da bei der maximal möglichen Verstärkung bereits die durch einfallendes Licht in den Schutzdioden des Eingangsnetzwerkes ausgelösten Photoeffekte signifikante Änderungen des Ausgangspegels zur Folge haben können.

Kapitel 9

Eine Stromversorgungseinheit

9.1 Vorbetrachtungen

Da die meisten Seismometerinstallationen an möglichst abgelegenen und vor allem ungestörten Orten aufgebaut und betrieben werden, stellt sich nach erfolgreichem Bau der nötigen Verstärkerelektronik die Frage nach einer einfachen Stromversorgung, da der Einsatz eines Labornetzteiles, wie es bei der Verstärkerentwicklung in den meisten Fällen zum Einsatz kommen dürfte, für die Verwendung in einer auf lange Meßperioden ausgelegten Installation deutlich zu teuer und unpraktisch ist.

Da die Schaltung des Verstärkers für seismische Anwendungen (wie im vorangegangenen Abschnitt 8 beschrieben) eine symmetrische Versorgung von ± 5 Volt benötigt, die innerhalb des Verstärkers stabilisiert wird, benötigt ein entsprechendes Netzteile eine Ausgangsspannung, die ein wenig (wenn auch nicht wesentlich) über diesem Wert liegt, um hinreichend Raum für die Regelung der Versorgungsspannungen innerhalb der eigentlichen Verbraucher zu gewährleisten.

9.2 Die Schaltung

Ein solches, sehr einfaches Netzteil für die Versorgung gleich mehrerer Verstärkereinheiten und anderer Geräte, ist schematisch in Abbildung 9.1 dargestellt.

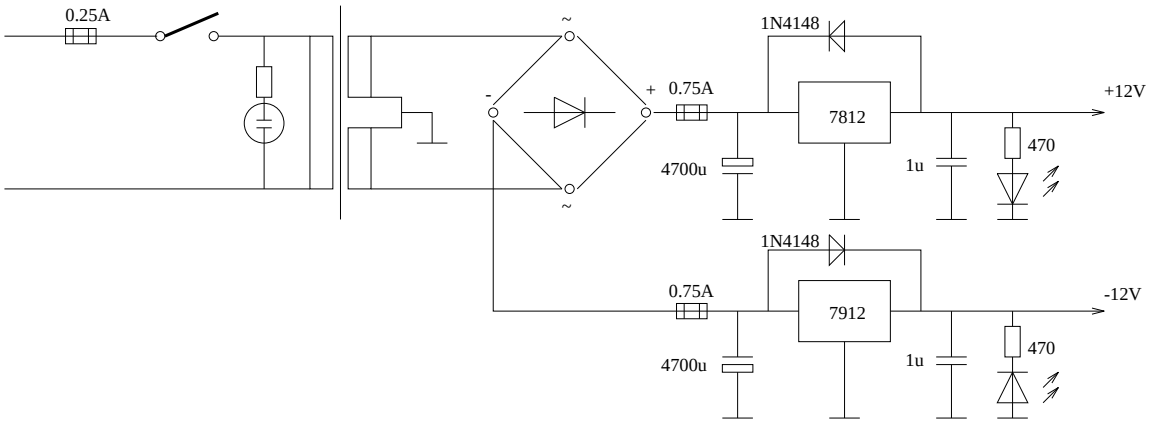


Abbildung 9.1: Ein einfaches Netzteil zur Versorgung von Verstärkern für seismische Anwendungen

Zentrales Bauelement ist ein Ringkerntransformator, der neben dem Vorteil einer einfachen Einlochbefestigung die sehr wünschenswerte Eigenschaft aufweist, ein nur geringes Streu- und damit Störfeld zu erzeugen. Das gewählte Exemplar verfügt über zwei getrennte Sekundärwicklungen mit einer Leerlaufspannung von jeweils ca. 14 Volt. An die Sekundärseite des Transformators schließt sich ein Grätzgleichrichter an, an dessen positiven und negativen Ausgängen nun in Bezug auf den Sekundärwicklungsmittelpunkt jeweils eine symmetrische, ungeglättete und unstabilisierte Spannung anliegt.

Diese wird zunächst mit Hilfe zweier 4700μF Kondensatoren gesiebt und zwei Spannungsstabilisatoren des Typs 7812 beziehungsweise 7912 zugeführt[1].

9.3 Aufbau des Netzteiles

Als Gehäuse für das Netzteil bietet sich bei geeigneter Wahl des Transformators ebenfalls ein Aluminiumprofilgehäuse an, wie es für den Verstärker bereits Verwendung fand. Abbildung 9.2 zeigt einen Blick in das Innere des fertig aufgebauten Netzteilprototypen.

[1] Im Grunde scheint die Verwendung zweier Spannungsstabilisatoren innerhalb des Netzteiles überflüssiger Luxus zu sein, da der Verstärker aus Abschnitt 8 seinerseits über Spannungsstabilisatoren verfügt. Es hat sich jedoch gezeigt, daß der Restbrumm, der nach nur einfacher Siebung mit Hilfe der beiden 4700μF Kondensatoren verbleibt, nicht zu vernachlässigende Störungen in die Verstärkerstufen des Verstärkers einkoppelt. Dies, obwohl nach der Spannungsstabilisierung innerhalb des Verstärkers kein meßbarer Brumm mehr vorhanden ist – hier genügt die kurze, ungeschirmte Zuführung von der Stromversorgungsbuchse zu den beiden Spannungsreglern 7805/7905 innerhalb des Verstärkergehäuses!

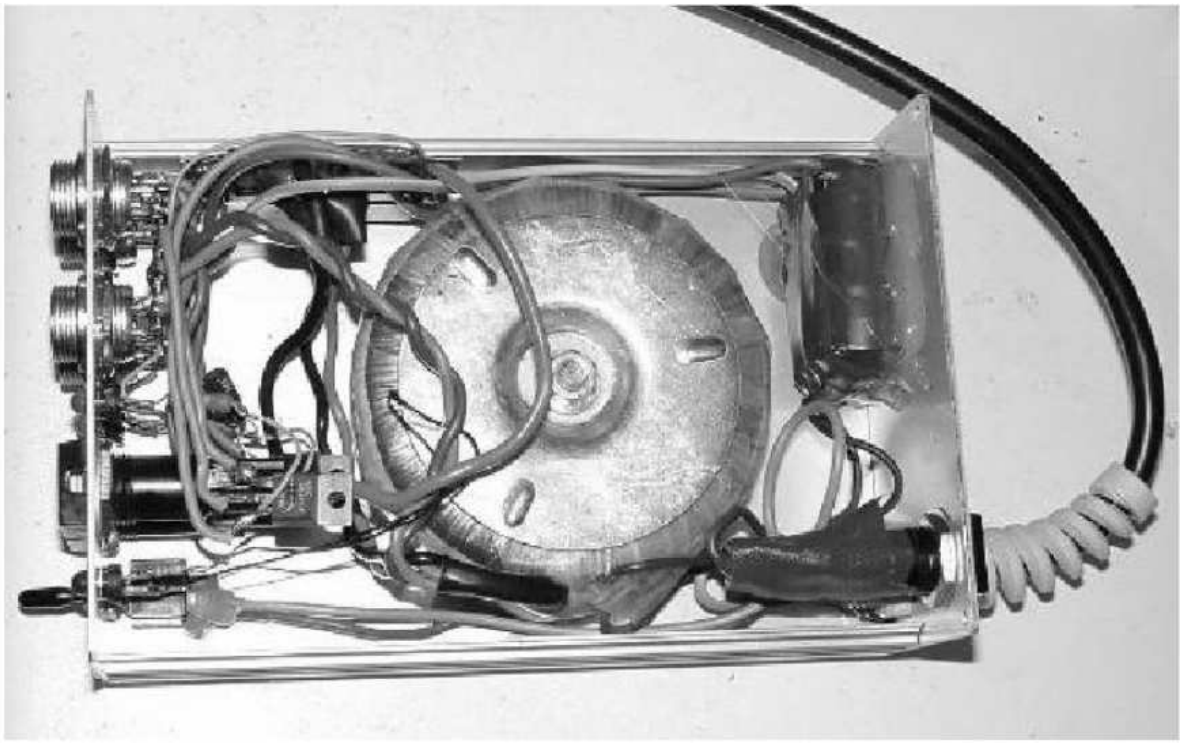


Abbildung 9.2: Aufbau des Netzteiles

Gut zu erkennen ist als zentrales Bauelement der mittig angeordnete Ringkerntransformator. Am rechten unteren Bildrand ist die Stromzuführung mit Zugentlastung zu erkennen sowie der über ihr angeordnete Sicherungshalter für die Absicherung des Primärkreises. In der rechten oberen Ecke finden sich (zugegebenermaßen etwas unprofessionell, aber bei Prototypen ist derlei oftmals unvermeidlich) die beiden 4700μF Siebkondensatoren.

Am linken Bildrand sind von unten nach oben zu erkennen:

- Der Netzschalter sowie die Einschaltkontroll-Leuchte,
- die beiden Sicherungen der Sekundärseite,
- die beiden Kontroll-LEDs für die positive und negative Ausgangsspannung sowie
- vier Ausgangsbuchsen, an welche die verschiedenen Verbraucher angeschlossen werden können.

Einen Vorschlag zur Frontplattengestaltung stellt Abbildung 9.3 dar. Hier sind nochmals die bereits aufgezählten Bedien- und Anzeigeelemente zu erkennen.



Abbildung 9.3: Frontplattengestaltung des Netzteiles

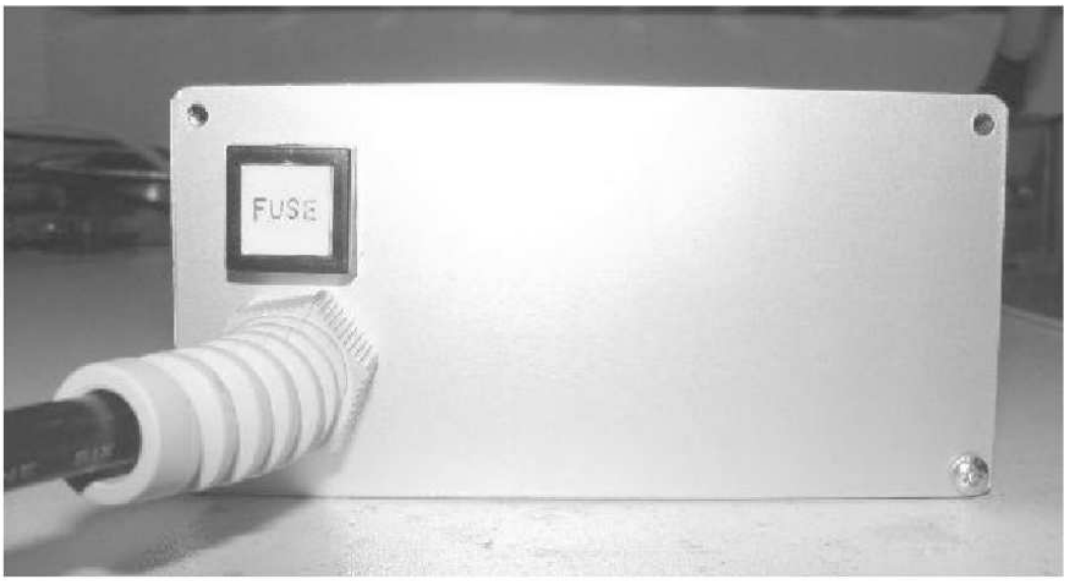


Abbildung 9.4: Rückwand des Netzteiles

Die Rückwand des Netzteiles, wie in Abbildung 9.4 dargestellt, beinhaltet lediglich die Zugentlastung für die Stromzuführung sowie einen Sicherungshalter für die Primärsicherung. Als Ausgangs- beziehungsweise Eingangsbuchsen auf Seite der Verbraucher finden vierpolige Einbaumikrophonbuchsen mit Schraubverriegelung Anwendung, die sich durch große Robustheit sowie geringen Preis auszeichnen (siehe Abschnitt B.5).

Kapitel 10

Ein einfaches Vertikalseismometer

Mit dem in Abschnitt 7 beschriebenen Horizontalseismometer sowie einem empfindlichen Verstärker wie dem in Abschnitt 8 vorgestellten, lassen sich bereits eine Reihe von Fernbeben gut nachweisen und auch die Identifikation der Hauptsignalkomponenten gelingt in der Mehrzahl der Fälle gut. Allerdings wäre es wünschenswert, neben der Horizontalkomponente eines seismischen Ereignisses (beziehungsweise den beiden Horizontalkomponenten, falls beispielsweise zwei rechtwinklig zueinander aufgestellte Lehman-Seismometer zum Einsatz gelangen), auch die Vertikalkomponente zu messen, da sich hier vor allem Kompressionswellen teleseismischer Ereignisse deutlicher bemerkbar machen als bei einem Instrument, das nur in horizontaler Richtung empfindlich ist.

Aus diesem Grunde befassen sich die folgenden Abschnitte mit der Konstruktion und dem Aufbau eines einfachen Vertikalseismometers mit induktivem Signalwandler, das ebenfalls mit dem zuvor beschriebenen Verstärker (dessen Maximalverstärkung gegebenenfalls durch geeignete Wahl der Rückführungswiderstände der einzelnen Verstärkerstufen vergrößert werden muß) betrieben werden kann, hinsichtlich seiner Empfindlichkeit jedoch zugegebenermaßen nicht mit dem Lehman-Seismometer konkurrieren kann.

10.1 Funktionsprinzip

Die Funktionsweise des Vertikalseismometers wird in Abbildung 10.1 deutlich: Zentrales Element ist ein auf einer vertikal angeordneten Schneide gelagerter Pendelstab, der auf einer Seite mit einer Pendelmasse verbunden ist, während er auf der anderen Seite mit Hilfe einer Rückholfeder in horizontaler Lage gehalten wird.

Bewegt sich nun der Boden unter dieser Anordnung in vertikaler Richtung, so wird das Pendel aufgrund der Trägheit der Pendelmasse aus seiner durch die Feder bestimmten Ruhelage ausgelenkt, was wiederum zu einer Bewegung eines innerhalb einer Aufnehmerspule beweglich angeordneten Permanentmagneten führt, so daß in dieser Spule eine Spannung induziert wird, die nach entsprechender Verstärkung, wozu beispielsweise der Verstärker aus Abschnitt 8 dienen kann, weiter verarbeitbar ist[1].

Wie bei allen anderen Instrumenten, die auf der Auslenkung einer trägen Masse beruhen, ist es auch hier nötig, eine gewisse Dämpfung zu gewährleisten, um zu verhindern, daß nach einmaliger Anregung lediglich das normale Ausschwingverhalten des Pendels gemessen wird. Nach den guten Erfahrungen, die mit einer passiven Öldämpfung im Rahmen des Lehman-Seismometers gewonnen wurden, wird auch im vorliegenden Vertikalseismometer eine Öldämpfung angewandt, die in Form eines ölgefüllten Bades, in das eine waagrecht montierte Scheibe eintaucht, die wiederum mit dem Pendelstab verbunden ist, ausgeführt wurde.

10.2 Aufbau

Nach dem bereits gesagten gestaltet sich der eigentliche Aufbau des Instrumentes als nicht allzu schwierig. Bei der Auswahl einer geeigneten Rückholfeder sowie der Dimensionierung des Pendelstabes sollte darauf geachtet werden, daß die Eigenfrequenz der Anordnung nicht über 1Hz zu liegen kommt, da ansonsten die wünschenswerte Empfindlichkeit für teleseismische Ereignisse so gering wird, daß auch mit hoher und höchster Verstärkung kaum Beobachtungen möglich sind.

[1] Je nach Auslegung des Vertikalseismometers hinsichtlich Federkonstante, etc., kann es nötig sein, die maximale Verstärkung des Seismometerverstärkers gegenüber der in Abschnitt 8 angegebenen Dimensionierung zu erhöhen. Im in den folgenden Abbildungen dargestellten Prototypen wurde eine Verstärkung von ca. $5 \cdot 10^5$ verwendet, was durch Anpassung der verstärkungsbestimmenden Widerstände des Operationsverstärkers der Eingangsstufe in Abbildung 8.1 von 470k auf 1M beziehungsweise von 4.7k auf 1k möglich wurde.

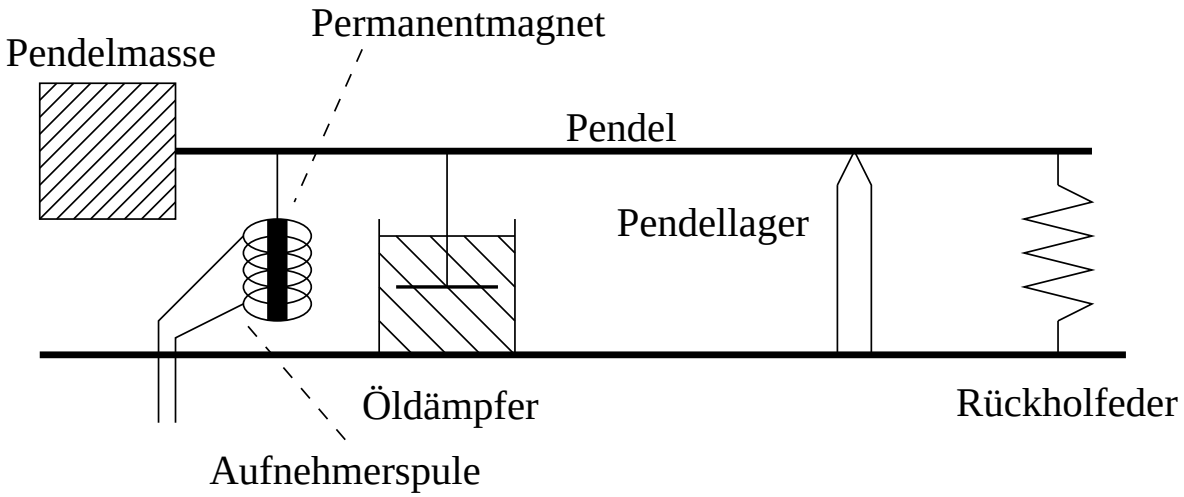


Abbildung 10.1: Funktionsprinzip des Vertikalseismometers

Abbildung 10.2 zeigt die Gesamtansicht des fertigen Seismometers – gut zu erkennen sind die bereits in Abbildung 10.1 dargestellten Grundelemente. Von links nach rechts sind dies:

- Die Pendelmasse, an deren unteren Ende der Permanentmagnet befestigt ist, der in die Aufnehmerspule eintaucht,
- die Öldämpfung, bestehend aus einer ölgefüllten Filmdose, in welche eine großflächige Unterlegscheibe eintaucht, um die zur Dämpfung notwendige Reibung hervorzurufen,
- der Pendelstab an sich, der aus einem Vollaluminiumprofil rechteckigen Querschnittes besteht, wie es sich bereits bei der Konstruktion des Lehman-Seismometers bewährt hat,
- das Pendellager, das aus einer senkrecht montierten Schneide besteht, auf welcher der Pendelstab aufgelegt wird, sowie letztlich
- die Rückholfeder.

Die Rückholfeder sowie die Schneide, auf welcher der Pendelstab aufliegt, sind in Abbildung 10.3 detaillierter zu erkennen. Die Schneide besteht aus einem Stück Stahlblech, das möglichst exakt zu einer waagrecht verlaufenden Schneide zurechtgefeilt wurde, um die Komponentenreinheit des fertigen Instrumentes zu gewährleisten; die Feder selbst ist direkt am äußeren Ende des Pendelstabes sowie an der Grundplatte befestigt[2].

[2]Eine denkbare und auch wünschenswerte Verbesserung dieser Konstruktion bestünde in der Ausformung zweier Ösen, die an Pendelstab beziehungsweise Grundplatte befestigt und ihrerseits mit der Feder verbunden sind, um unlineares Verhalten der Feder bei größeren Auslenkungen zu unterdrücken.

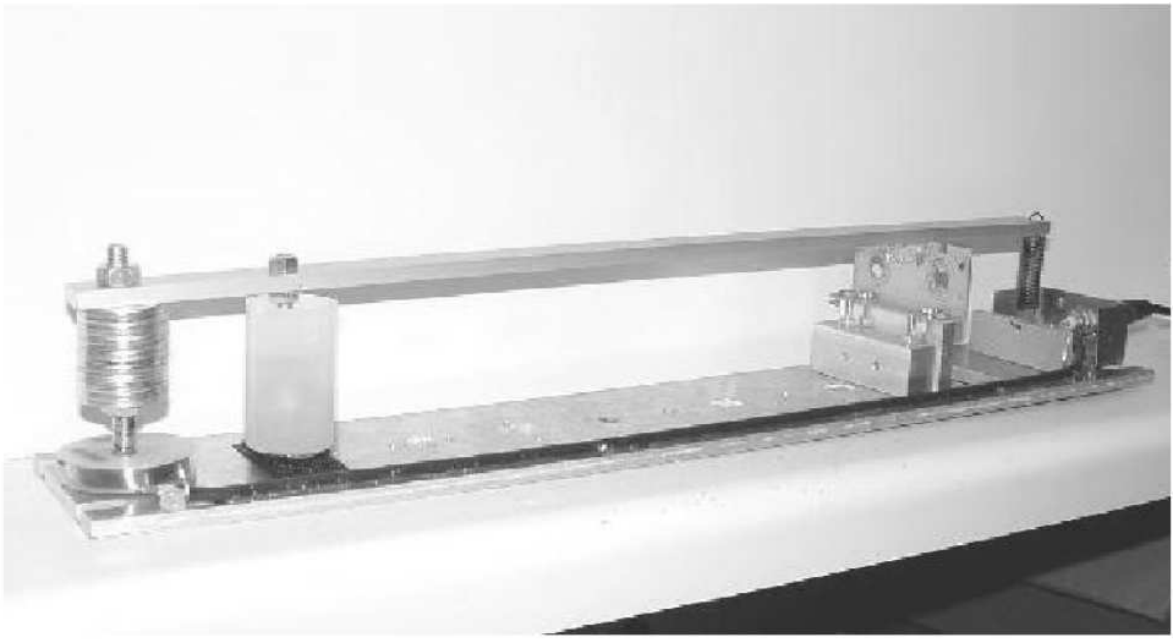


Abbildung 10.2: Gesamtansicht des Vertikalseismometers

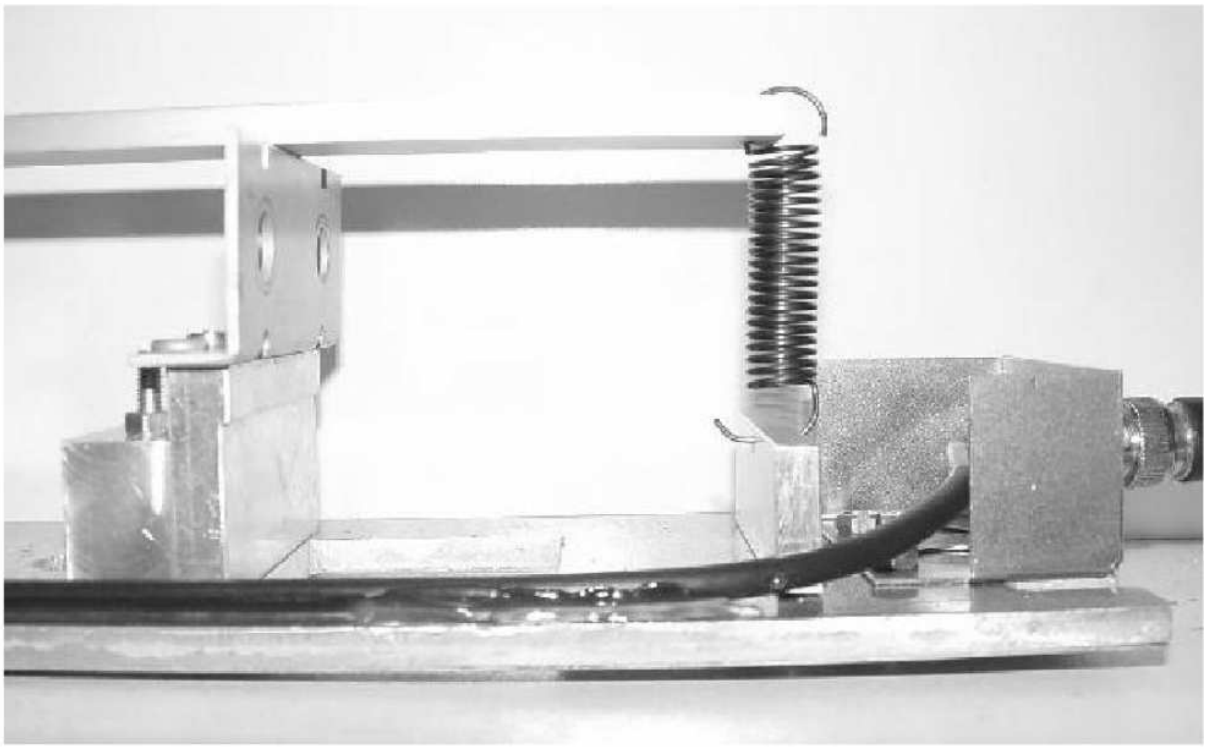


Abbildung 10.3: Federdetail des Vertikalseismometers

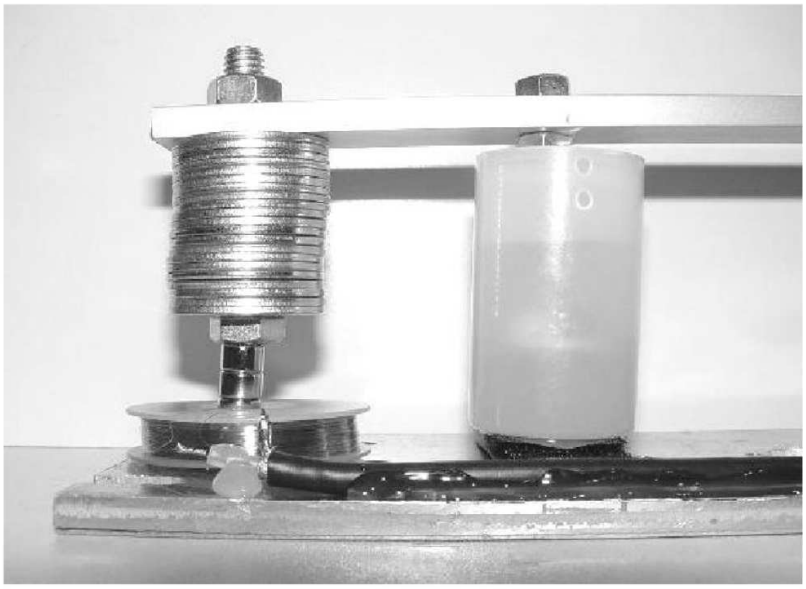


Abbildung 10.4: Detailansicht der Aufnehmerspule und des Öldämpfers

Die Pendelmasse mit Permanentmagnet, die Aufnehmerspule sowie die Öldämpfung sind in Abbildung 10.4 dargestellt: Die Pendelmasse besteht zweckmäßigerweise aus einer Reihe großflächiger Unterlegscheiben, die mit Hilfe einer langen Gewindeschraube an der äußeren Spitze des Pendelstabes montiert werden. Durch diese Anordnung ist eine einfache Justage der Pendelruhelage durch Hinzufügen oder Entfernen von Unterlegscheiben möglich.

Der Meßaufnehmer besteht aus einer waagrecht auf die Grundplatte geklebten Spule mit ca. 1000 Windungen Kupferlackdraht, in welche ein Permanentmagnet eintaucht, der am unteren Ende der Pendelmasse befestigt ist. Rechts neben dieser Anordnung ist die Öldämpfung, bestehend aus der bereits erwähnten ölgefüllten Filmdose, in welche eine Unterlegscheibe des Typs, der auch für die Pendelmasse Anwendung findet, eintaucht, zu erkennen. Zur leichteren Transportierbarkeit des Instrumentes wurde der Öldämpfer mit Klettband auf der Grundplatte befestigt, um bei einem bevorstehenden Transport leicht zum Ausgießen des Öls abgenommen werden zu können, ohne das ganze Instrument auf den Kopf stellen zu müssen.

Wie stets ist auch hier bei der Montage aller Elemente in der näheren Umgebung der Aufnehmerspule sowie des Permanentmagneten darauf zu achten, daß keine magnetischen Bauteile an der Grundplatte zum Einsatz gelangen, um eine direkte magnetische Fesselung des Permanentmagneten und damit des Pendels auszuschließen, falls nicht die Rollen der Aufnehmerspule sowie der Erregermagnete vertauscht werden sollen.

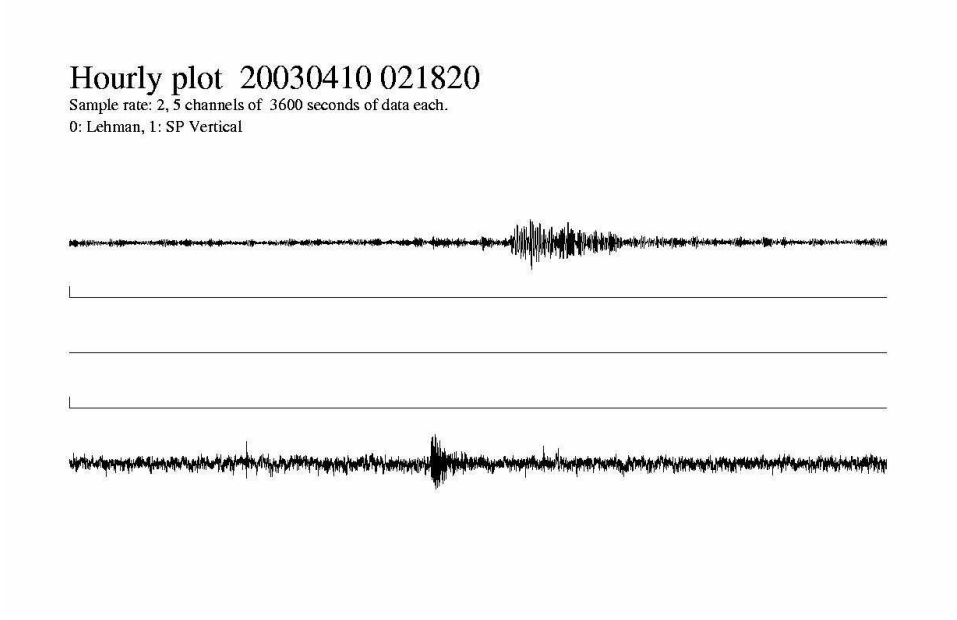


Abbildung 10.5: Türkei, 10. April 2003, 00:40:14 UTC, 5.7

10.3 Aufstellung und Betrieb

Die Aufstellung des Instrumentes ist vergleichsweise unkritisch, da sich der nötige Abgleich darauf beschränkt, die Pendelruhelage durch Hinzufügen oder Entfernen von Unterlegscheiben der Pendelmasse möglichst horizontal auszurichten. Aufgrund der durch die hohe Verstärkung erzielbaren Empfindlichkeit wird es auch hier in der Mehrzahl der Fälle unumgänglich sein, eine Schutzumhüllung zu konstruieren, um Störungen durch Konvektionsströmungen der Raumluft auszuschliessen, die sich mitunter sehr deutlich bemerkbar machen können.

Abbildung 10.5 zeigt die erste erfolgreiche Messung des Instrumentes – dargestellt sind die ungefilterten Meßdaten des Lehman-Seismometers aus Abschnitt 7 in der oberen, sowie die Daten des hier beschriebenen Vertikalseismometers in der unteren Kurve während des Erdbebens der Stärke 5.7 in der Türkei am 10. April 2003 um 00:40:14 UTC. Sehr schön ist das Eintreffen der Kompressionswellen zu erkennen, das auf dem Vertikalseismometer einen deutlich erkennbaren Ausschlag erzeugte, während es in der horizontalen Komponente des Lehman-Seismometers nur schwer auszumachen ist.

Gut zu erkennen ist die ausgeprägte Unempfindlichkeit des Instrumentes in Bezug auf sehr niederfrequente Signalanteile teleseismischer Ereignisse, was seinen Grund in der verhältnismäßig kurzen Eigenperiode des Vertikalseismometers hat. Trotz allem lohnt der Bau des Instrumentes nicht zuletzt aufgrund seiner ausgesprochen einfachen Realisierbarkeit.

Kapitel 11

Ein Shackleford-Gundersen-Seismometer

Nachdem die beiden bislang vorgestellten Instrumente – sowohl das Lehman-Seismometer aus Abschnitt 7 als auch das Vertikalseismometer aus Abschnitt 10 – rein passive gedämpfte Instrumente darstellen, ist es an der Zeit, einen anspruchsvolleren, aktiven Dämpfungsmechanismus vorzustellen, wie er – für Anwendungen im Hobbybereich vermutlich erstmalig – in Form des nach seinen Entwicklern Shackleford-Gundersen-Seismometer genannten Instrumentes zur Anwendung kommt.

11.1 Grundlagen

Im September 1975 veröffentlichte die Zeitschrift „Scientific American Magazine“ einen Artikel (siehe [45]), in welchem ein Seismometer beschrieben wurde, das einen ganz anderen Weg nahm als das Lehman-Seismometer aus [51] oder das in Abschnitt 10 beschriebene Vertikalseismometer, bei denen es sich um rein passive Instrumente handelt.

Entwickelt wurde das neue Instrument von den beiden Ingenieuren Barry Shackleford und Jim Gundersen, die einen Weg suchten, den Hauptnachteil eines Seismometers vom Lehman-Typ mit induktivem Aufnehmer zu vermeiden.

Da induktive Aufnehmer darauf beruhen, daß ein an der Spitze eines Pendels montierter Permanentmagnet bei Bewegungen desselben in einer ihn umgebenden Spule einen Strom induziert, sind sie lediglich in der Lage, ein Signal zu erzeugen, das nicht der Position des Pendels sondern der ersten

Ableitung hiervon, d.h. der Geschwindigkeit der Pendelspitze entspricht (siehe Abschnitt 5.7.1).

Dies wiederum hat zur Folge, daß bei Bodenbewegungen, deren Frequenz weit unter der Resonanzfrequenz des Pendels liegt, das Ausgangssignal eines solchen induktiven Aufnehmers schnell in Bereiche abnimmt, in denen keine brauchbare Verstärkung und Auswertung mehr möglich sind. Das Pendel folgt Bewegungen des ihn umgebenden Pendelrahmens, sofern diese mit einer Frequenz deutlich unterhalb seiner Resonanzfrequenz erfolgen, mit nur geringer Verzögerung.

Dies bedeutet jedoch, daß sich der Abstand zwischen Pendelspitze und am Pendelrahmen montierter Aufnehmerspule[1] nur geringfügig und auch nur langsam ändert, was wiederum zur Folge hat, daß die erste Ableitung des Positionssignales, wie sie durch den Induktionseffekt erzeugt wird, deutlich geringer ausfällt als die eigentliche Positionsänderung, so daß Seismometer mit passivem induktivem Aufnehmer unterhalb ihrer Resonanzfrequenz kaum noch brauchbare Resultate hervorzubringen in der Lage sind.

Dieser Effekt ist durchaus unerwünscht, da gerade in seismisch ruhigen Gegenden, in welchen das Augenmerk auf teleseismischen Ereignissen liegt, Bodenbewegungen gemessen werden sollen, deren Frequenzbereich sich deutlich unterhalb von 1Hz bewegt. Um auch niederfrequenteste Signalanteile detektieren zu können, wären Eigenfrequenzen des Pendels im Bereich von $\frac{1}{20}$ bis $\frac{1}{100}$Hz wünschenswert.

Mit einem einfachen Horizontalpendel sind solche Werte jedoch kaum (eigentlich gar nicht) zu erreichen, da hierfür derart geringe Winkel zwischen der Horizontalen und der Pendelebene erforderlich wären, daß die resultierende Rückstellkraft ihrerseits so gering wird, daß der gesamte Aufbau zur Instabilität neigt, d.h. das Pendel wird nach erfolgter Auslenkung nicht mehr sicher in die Ruhelage zurückgelenkt, sondern kann unter Umständen völlig aus der Pendelhalterung gleiten.

Die Grundidee des besteht nun darin, zum einen anstelle eines induktiven Geschwindigkeitsaufnehmers einen aktiven, kapazitiven Positionssensor zu verwenden und zum anderen zur künstlichen Vergrößerung der Eigenperiode eines an sich sehr kurzperiodischen Vertikalpendels einen elektronischen Integrierer zu verwenden, um auf diese Weise Perioden im Bereich um 100 Sekunden erzielen zu können. Aus der niedrigen Resonanzfrequenz eines Vertikalpendels wird bei einem Shackleford-Gundersen-Seismometer also eine Tugend gemacht, indem durch Integration des Positionssignales eine größere Periode des Pendels vorgetäuscht wird[2].

[1] Wie bereits bemerkt, kann auch die Spule an der Pendelspitze montiert werden, während der Permanentmagnet am Pendelrahmen befestigt wird.

[2] Heutzutage kann dank der Verfügbarkeit ausgesprochen leistungsfähiger Compu-

Ein weiterer Punkt, in dem sich ein Shackleford-Gundersen-Seismometer von einem einfachen Seismometer, wie dem zuvor beschriebenen Lehman- beziehungsweise Vertikalseismometer unterscheidet, ist die Art der Pendeldämpfung, die hier als aktive Dämpfung ausgeführt wird, d.h. aus dem Positionssignal des kapazitiven Positionsaufnehmers wird durch Differentiation ein Korrektursignal gebildet, mit dessen Hilfe über eine Spule, in deren Innenraum ein Permanentmagnet schwingt, der seinerseits fest mit dem Pendelkörper verbunden ist, eine Dämpfung der Pendelbewegung erzielt wird.

Abbildung 11.1 zeigt die grundlegenden Funktionsblöcke eines Shackleford-Gundersen-Seismometers: Zunächst ist links oben der Pendelrahmen mit senkrecht hängendem Pendel zu sehen, an dessen einer (in diesem Falle rechten) Seite ein Permanentmagnet montiert ist, der in zwei Luftspulen eintaucht. Die Pendelspitze besteht aus einer Sendeantenne, die freischwingend zwischen zwei fest am Pendelrahmen montierten Empfangsantennen angeordnet ist, so daß an den beiden Empfangsantennen ein Signal abgenommen werden kann, dessen jeweilige Amplitude direkt vom Abstand der Sendeantenne zur betreffenden Empfangsantenne d.h. dem kapazitiven Widerstand dieser Anordnung und somit von der Position der Pendelspitze abhängt.

Die Signale der beiden festmontierten Empfangsantennen werden einem Summationsverstärker zugeführt, um ein wirkliches Positionssignal zu erhalten, das in den folgenden Stufen weiterverarbeitet werden kann. Zunächst wird das solchermaßen erhaltene Positionssignal abgeleitet, um ein Rückführungssignal zur Dämpfung der Pendelbewegung zu erhalten. Diese erste Ableitung wird nach Durchlaufen einer weiteren Verstärkerstufe in eine der beiden Spulen des Pendelrahmens eingespeist, um in dieser ein Magnetfeld aufzubauen, mit dessen Hilfe eine gegengerichtete Kraft auf den Permanentstabmagneten ausgeübt wird, um die Pendelbewegung dämpfend zu beeinflussen.

Darüberhinaus wird das Positionssignal zum einen über einen Verstärker hoher Verstärkung direkt einer Ausgangsbuchse und in einem zweiten Zweig parallel hierzu einem Integrierer zugeführt, der aus einem Operationsverstärker mit einer Kapazität im Rückführungszweig besteht.

---

ter auf die analoge Integration des Positionssignales im Grunde genommen verzichtet werden, da eine digitale Integration des reinen Positionssignales im Zuge der ohnehin notwendigen Signalaufbereitung keine unüberwindbaren Schwierigkeiten mit sich bringt. Im Gegenteil: Ein solcher Ansatz hat den Vorteil, daß verschiedene Integrationszeitkonstanten anhand ein und desselben Meßsignales ausprobiert werden können, um die für das jeweilige Instrument ideale Konfiguration bestimmen zu können.

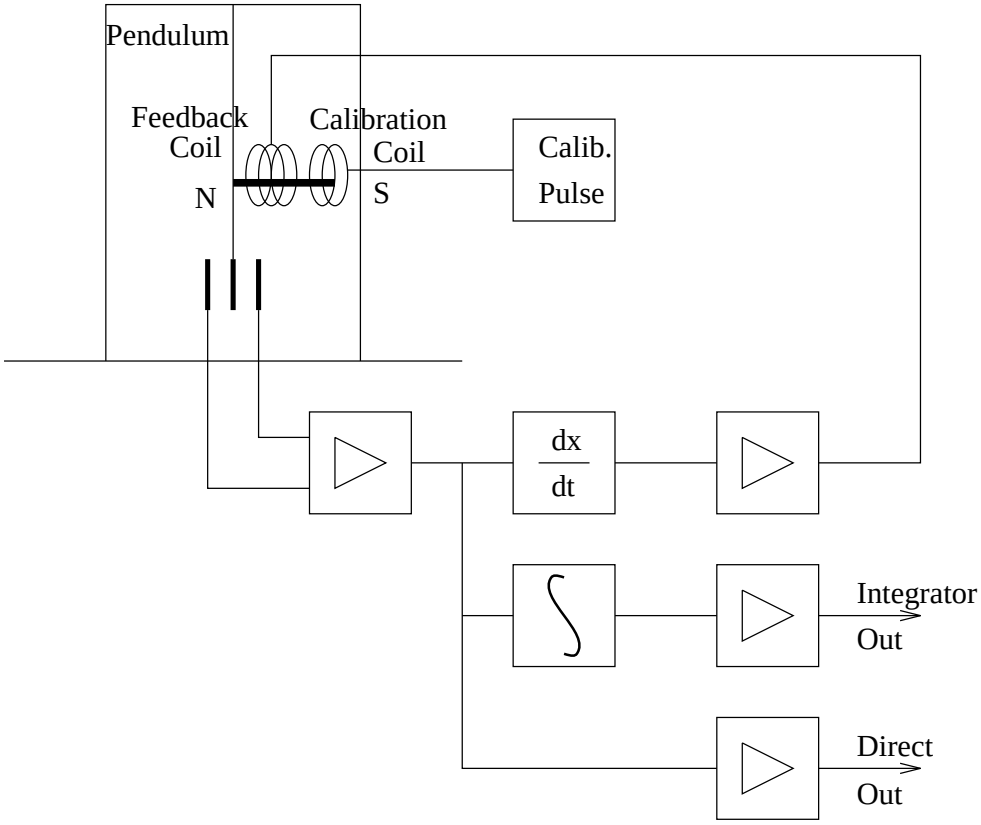


Abbildung 11.1: Prinzip eines Shackleford-Gundersen-Seismometers

In den folgenden Abschnitten werden Konstruktion und Aufbau eines solchen Shackleford-Gundersen-Seismometers beschrieben, wobei bereits an dieser Stelle darauf hingewiesen werden soll, daß es sich hierbei mehr um einen Bauvorschlag als um eine eins-zu-eins nachbaubare Schaltung handelt, da die Dimensionierung einiger Schaltungsteile – hier sind vor allem der Differenzierer sowie der Leistungsverstärker für die aktive Pendeldämpfung zu nennen – stark von der jeweiligen mechanischen Implementation des Pendels sowie des dieses umgebenden Pendelrahmens abhängen. Im Normalfall ist also in diesen Bereichen auf jeden Fall mit Änderungen und Anpassungen zu rechnen.

11.2 Konstruktion

11.2.1 Der Pendelrahmen mit Positionsaufnehmer

Die folgenden Abschnitte befassen sich mit der Konstruktion und dem Aufbau des Pendelrahmens, dessen stabiler und verwindungssteifer Ausführung allergrößte Bedeutung zukommt. Bewährt haben sich als Grundmaterial für den eigentlichen Pendelrahmen quadratische Aluminiumprofile, wie sie in jedem Baumarkt erworben werden können. Als Grundplatte kann entweder

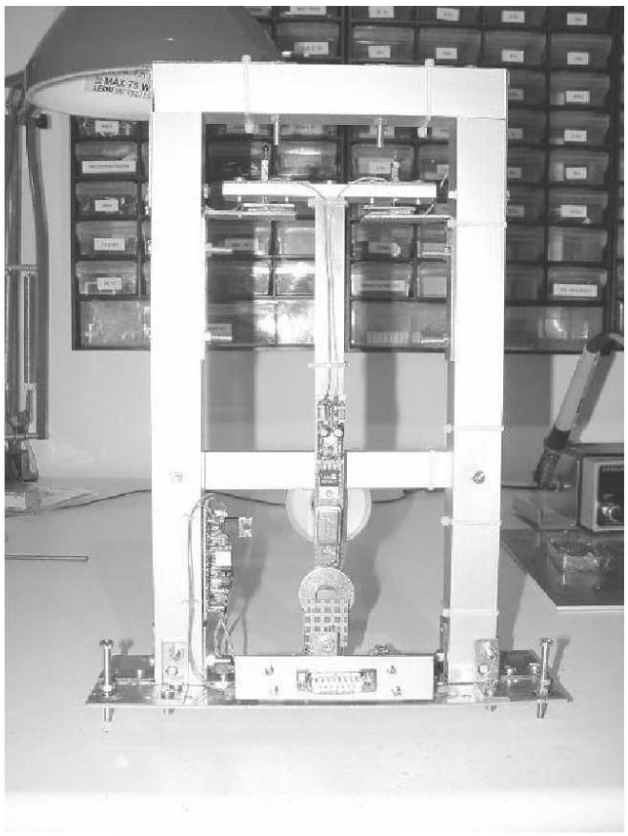


Abbildung 11.2: Gesamtansicht des Shackleford-Gundersen-Seismometers

eine möglichst starke Stahlplatte oder – wie im Falle des bereits beschriebenen Lehman-Seismometers – auch eine Steinplatte zum Einsatz kommen.

Während der eigentliche Pendelrahmen an sich recht einfach gebaut werden kann, gestaltet sich die Pendelaufhängung beziehungsweise Pendellagerung etwas trickreicher. Hier treffen nämlich zwei Punkte aufeinander, die nur schwer in Einklang zu bringen sind: Zum einen soll das Pendel möglichst reibungsfrei gelagert sein, um eine Auslenkung bereits bei sehr geringen Bodenbewegungen zu ermöglichen. Zum anderen jedoch muß der an der Pendelspitze montierte Sender irgendwie mit seiner Versorgungsspannung verbunden werden.

In der Mehrzahl des Fälle wird diesen beiden Punkten durch eine Aufhängung des Pendels an flexiblen Metallstreifen Rechnung getragen, über welche direkt die Stromversorgung des Senders vorgenommen werden kann. Von Nachteil bei dieser Variante ist, daß die Metallstreifen leicht zum Knittern neigen und nach einem Knick nicht mehr verwendbar sind, da sich ihr Biegeverhalten bereits durch kleine und kleinste Knicke und andere Störungen extrem ändert.

Eine weitere Möglichkeit ist in den Abbildungen 11.2 und 11.3 zu sehen – hier stützt sich das Pendel auf die Spitzen zweier Stecknadeln, die ihrer-

seits auf isoliert montierten Metallplättchen aufliegen, über welche gleichzeitig die Stromversorgung des Senders realisiert wird. Ein Nachteil dieser Anordnung soll nicht verschwiegen bleiben – je nach Materialwahl und Umgebungsbedingungen sowie eingesetztem Pendelgewicht kann es gegebenenfalls zu Kontaktschwierigkeiten zwischen den Nadelspitzen und den Auflageflächen kommen, durch welche Messungen unmöglich gemacht werden.

Um Kontaktschwierigkeiten zu vermeiden, sollte die Pendelmasse nicht zu gering gewählt werden, um eine hinreichend hohe Andruckkraft der Nadelspitzen auf die Unterlage zu erreichen. Darüberhinaus sollte für die Auflagefläche ein möglichst nicht korrodierendes Material gewählt werden[3] – von einer möglichst wenig korrodierenden Umwelteinflüssen ausgesetzten Unterbringung des Instrumentes ganz abgesehen.

11.2.1.1 Das Pendel

Die Konstruktion des Pendels gestaltet sich verhältnismäßig einfach – ein erstes Pendel, dessen Pendelstab aus einem massiven Stück Messingprofil bestand, erwies sich mit ca. 200g als zu schwer, um von der Regelung stets sicher gedämpft zu werden, so daß ein anderes Grundmaterial gesucht wurde. Sehr bewährt hat sich – nicht zuletzt aufgrund seiner einfachen Verarbeitbarkeit – Plexiglas, das sowohl für den eigentlichen Pendelstab als auch für den oberen Querbalken des Pendels eingesetzt wurde, wie Abbildung 11.3 zeigt.

Die aus zwei Stecknadeln bestehende Spitzenlagerung des Pendels wird durch zwei Lüsterklemmen am oberen Querbalken befestigt, die ihrerseits mit Hilfe eines Zweikomponentenepoxydharzklebers hieran befestigt werden, während die Verbindung der Stecknadeln mit der Senderelektronik direkt über mit den Nadeln verlötete Litze geschieht.

11.2.1.2 Sender, Antennen und Vorverstärker

Der Positionsaufnehmer eines Shackleford-Gundersen-Seismometers stellt einen kapazitiven Sensor dar, der sich im wesentlichen aus zwei fest am Pendelrahmen montierten Antennen zusammensetzt, zwischen denen das eigentliche Pendel schwingt, das seinerseits an seiner Spitze eine Sende-

[3] In einem anderen Zusammenhang, der jedoch auf den vorliegenden Fall gut übertragbar ist, hat es sich als sehr praktikabel erwiesen, solche Elektroden bei einem Juwelier goldplattieren zu lassen. Hierbei ist dann allerdings vermutlich ein neuer Kompromiß bezüglich der Auflagekraft zu suchen, damit die Nadelspitzen nicht die Goldoberfläche durchdringen.



Abbildung 11.3: Die Spitzenlager des Pendels

antenne besitzt, die mit einem Signal konstanter Frequenz und Leistung gespeist wird.

Die in den beiden Empfangsantennen eingekoppelte HF-Leistung hängt nun direkt von der Position der am Pendel befestigten Sendeantenne ab und kann als direktes Maß für die Pendelposition zwischen den Empfangsantennen Verwendung finden.

Der Sender des Pendels besteht im wesentlichen aus einem TTL-Oszillator, dessen Frequenz in einem weiten Rahmen unkritisch ist und hier zu 1MHz gewählt wurde[4]. Die Schaltung des Senders zeigt Abbildung 11.4 – zu beachten ist lediglich, daß aus Stabilitätsgründen ein eigener Spannungsregler an der Pendelspitze vorgesehen werden sollte. Durch das Potentiometer kann die in die Sendeantenne eingekoppelte Leistung so eingestellt werden, daß die Ausgangssignale der beiden Empfängerantennenvorverstärker innerhalb des Pendelweges möglichst linear sind (siehe Abschnitt 11.5).

[4]Besser wäre allerdings eine Ansteuerung mit Hilfe eines möglichst spektralreinen Sinussignals, da steilflankige Signale sehr hochfrequente Harmonische aufweisen, was die Signalverarbeitung in den nachfolgenden Stufen durchaus negativ beeinflußt. Hier liegt also bereits einiges Verbesserungspotential verborgen.

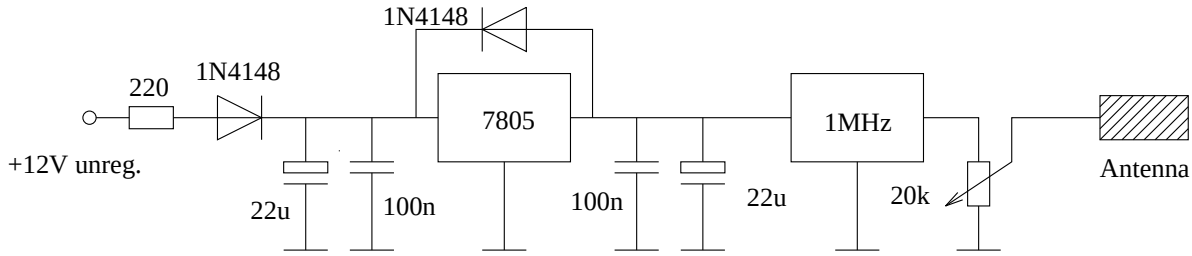


Abbildung 11.4: Schaltung des Pendelsenders

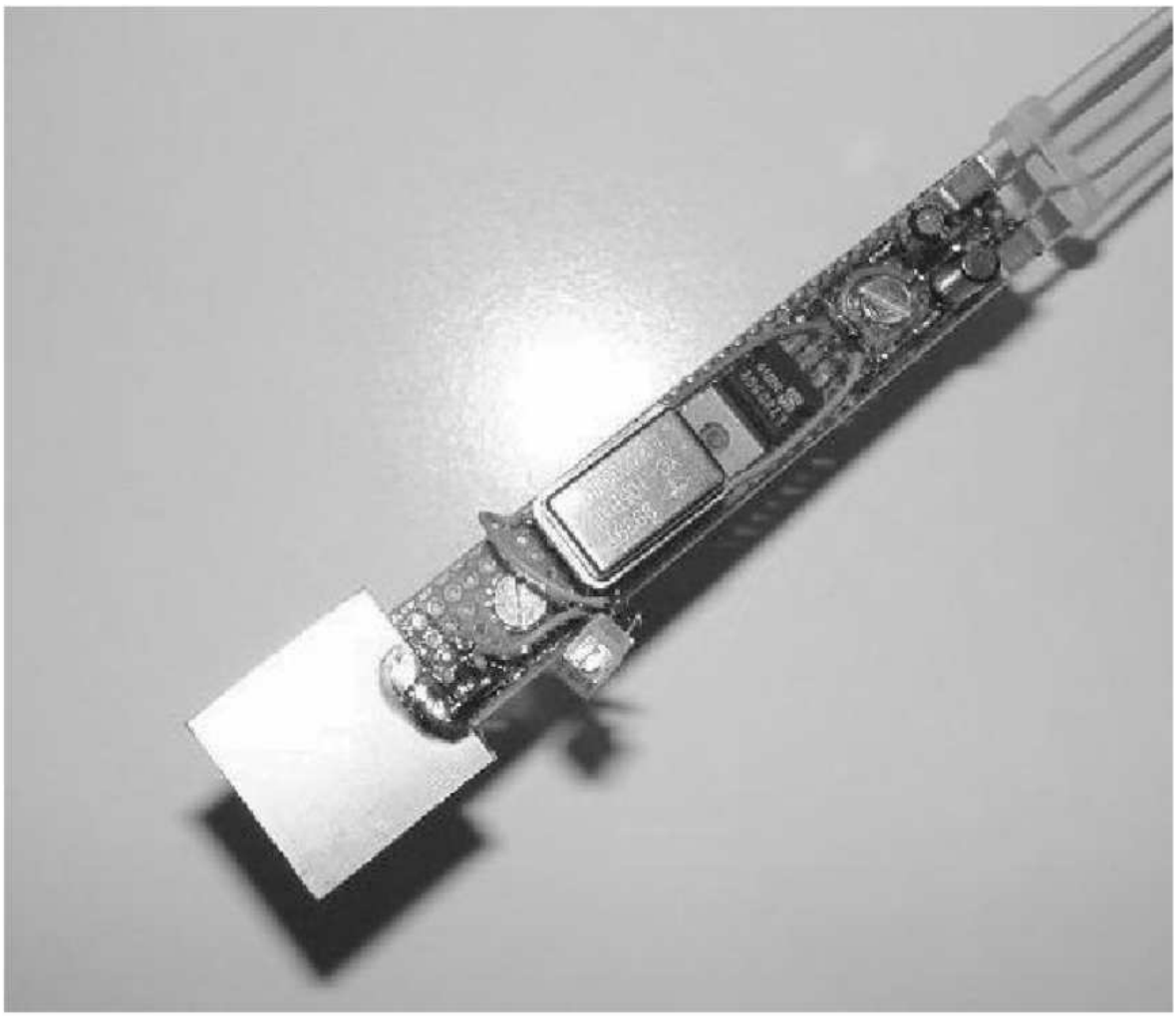


Abbildung 11.5: Der untere Teil des Pendels mit Oszillator und Sendeantenne

Die praktische Ausführung und Montage des Senders an der Pendelspitze ist in Abbildung 11.5 dargestellt. Als Sendeantenne kommt ein Stück beidseitig kaschierter Platine zum Einsatz, das auf etwa 2.5cm Kantenlänge zugeschnitten wurde. Den Aufbau der beiden Empfangsantennen sowie der zwischen ihnen schwingenden Sendeantenne zeigt Abbildung 11.6[5].

[5]Hier ist noch ein Prototyp der Sendeantenne dargestellt.

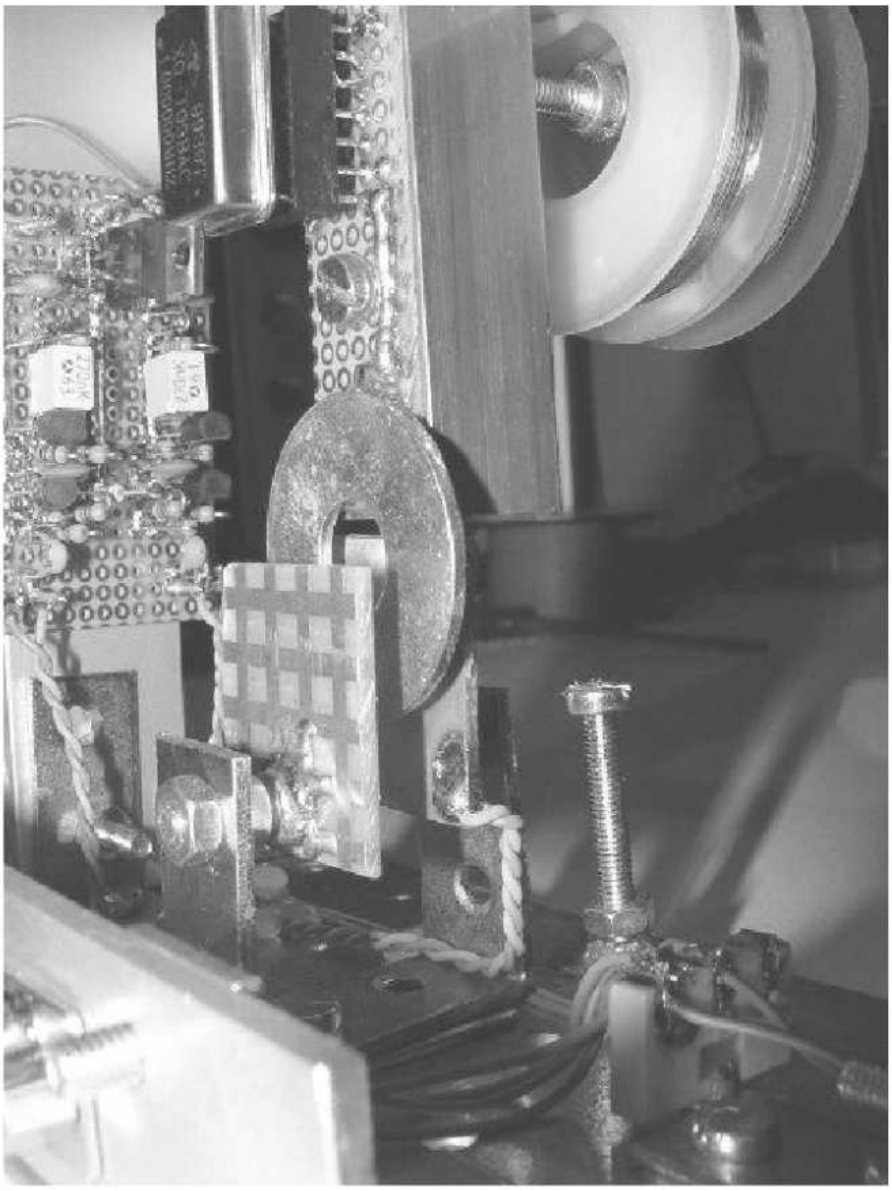


Abbildung 11.6: Nahansicht des kapazitiven Positionsaufnehmers

Normalerweise werden die Sende- und Empfangsantennen eines solchen Seismometers bezüglich ihrer Resonanzfrequenz beispielsweise mit Hilfe entsprechender Parallelinduktivitäten aufeinander abgestimmt, um ein möglichst großes Ausgangssignal zu erhalten, das unter Umständen direkt gleichgerichtet und weiterverarbeitet werden kann (Abbildung 11.7 zeigt die in [45] verwendete Originalschaltung).

Eine andere Variante (für alle, denen solche Schaltungen deutlich zu HF-lastig sind) besteht in der Verwendung eines einfachen Vorverstärkers, mit dessen Hilfe das unter Umständen sehr kleine Empfangssignal der beiden fest montierten Antennen auf Werte verstärkt wird, die eine Gleichrichtung mit Hilfe gebräuchlicher Silizumdioden erlauben.

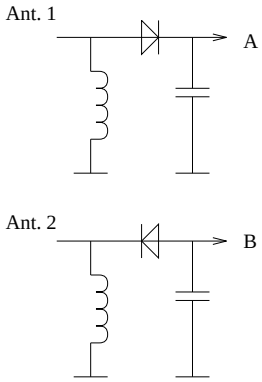


Abbildung 11.7: Antennenbeschaltung nach [45]

Abbildung 11.8 zeigt die hier verwendete Vorverstärkerschaltung, die möglichst antennennah fest am Pendelrahmen montiert werden sollte, um die Gefahr unerwünschter Einkopplungen gering zu halten. Auch hier findet ein lokaler Spannungsregler Verwendung, um zu gewährleisten, daß auch kleinste Schwankungen der Versorgungsspannung, wie sie nie ganz auszuschließen sind, keine katastrophalen Auswirkungen auf das Positionssignal des Aufnehmers und somit auf die nachfolgenden Dämpfungsregelungsstufen nach sich ziehen.

Der Vorverstärker setzt sich für jeden der beiden Empfangskanäle aus jeweils einem zweistufigen Transistorverstärker zusammen, dem eine Gleichrichter- und Glättungsstufe nachgeschaltet ist, so daß sich als Ausgangssignal für jeden Kanal eine Spannung ergibt, deren Amplitude von der Position der Sendeantenne zwischen den beiden Empfangsantennen abhängt. Durch die unterschiedliche Polung der beiden Gleichrichterdioden in den beiden Zweigen des Verstärkers ergibt sich für die eine Empfangsantenne ein positives, für die andere Antenne ein negatives Ausgangssignal.

Der Aufbau des zweikanaligen Antennenverstärkers ist in Bild 11.9 zu sehen – durch den gedrängten Aufbau ist eine Montage der gesamten Schaltung mit Hilfe von Epoxydkleber oder Heißleim an einem der Träger des Pendelrahmens ohne weiteres möglich.

11.2.2 Die Eingangsverstärker und -filter

Die beiden Ausgangssignale des Empfangsantennenverstärkers gelangen nun (idealerweise über zwei abgeschirmte Kabel) zu einer Summationsstufe mit nachgeschaltetem Filter, um ein weiterverarbeitbares Positionssignal zu erzeugen. Die Schaltung dieser Summierer-/Filter-Kombination ist in Abbildung 11.10 dargestellt[6].

[6]Soweit nicht anders angegeben, wurden im folgenden für alle Operationsverstärker Bausteine des Typs TL084 eingesetzt.

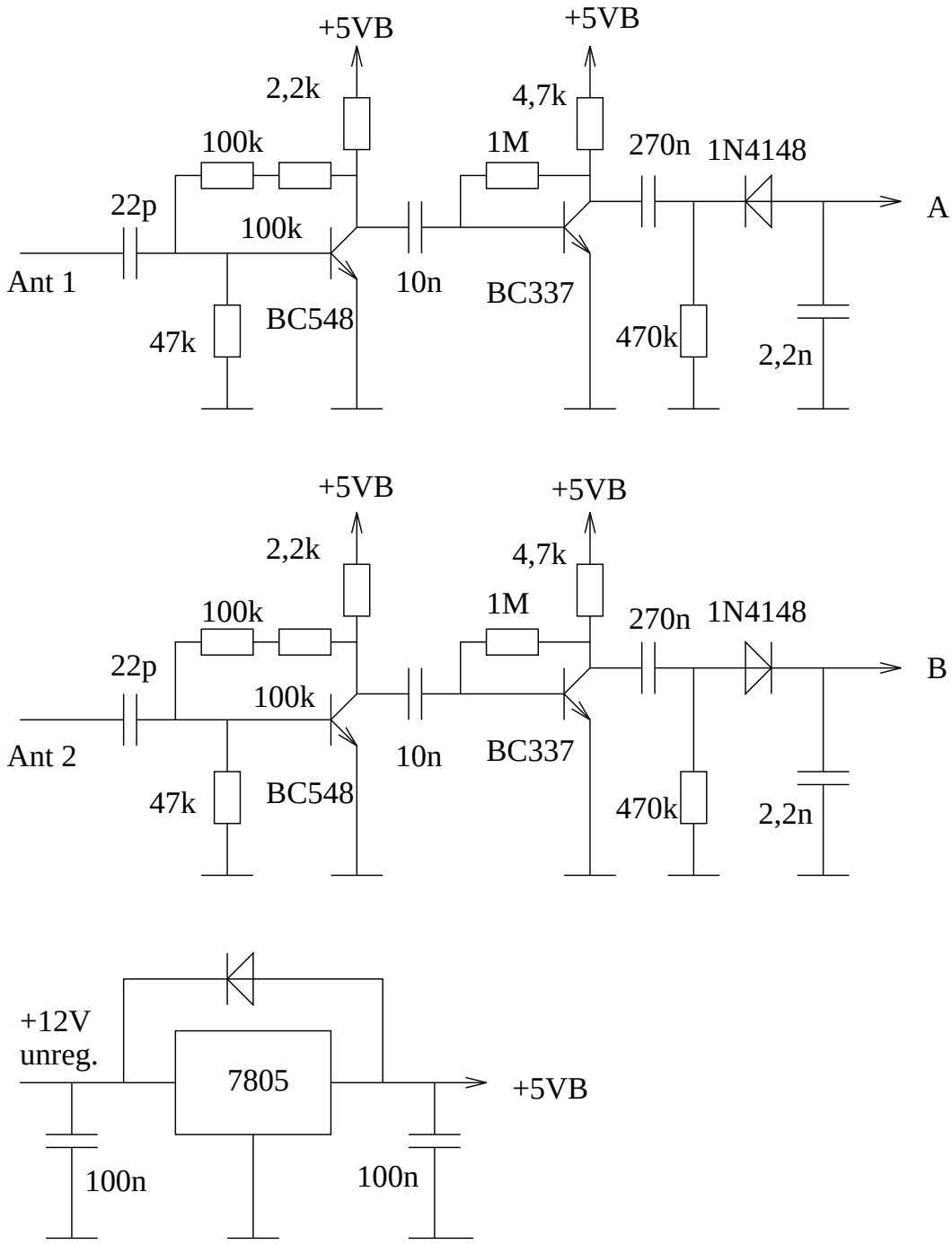


Abbildung 11.8: Die Schaltung der Antennenverstärker des Pendelrahmens

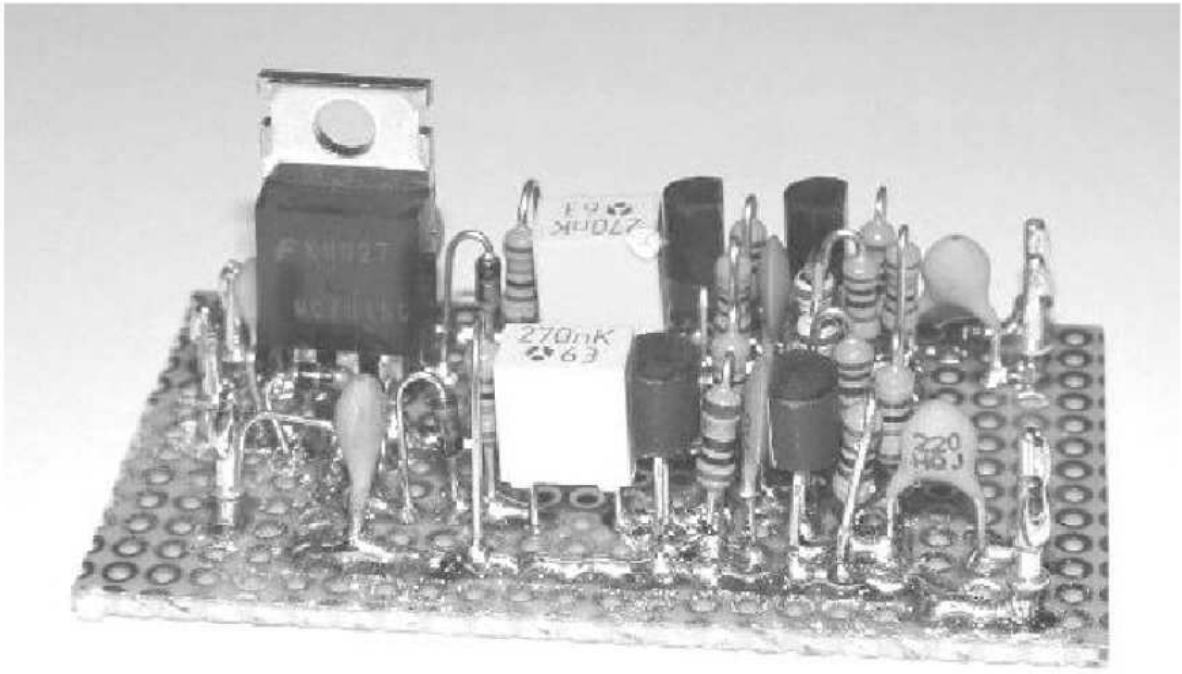


Abbildung 11.9: Nahansicht des Antennenverstärkers

Nach Durchlaufen zweier Impedanzwandlerstufen, die nötig sind, um die Ausgänge des Vorverstärkers, die nicht rückwirkungsunempfindlich sind, voneinander zu entkoppeln, werden die beiden Positionssignale summiert, wobei ein zusätzlicher, mit Hilfe des Potentiometers P1 einstellbarer Kompensationsstrom hinzugemischt wird, um zu verhindern, daß der verstärkende Summierer bei nicht ganz perfekter Pendelruhelage in die Sättigung geht[7].

Dem Summationsverstärker ist ein Butterworthtiefpaßfilter zweiter Ordnung nachgeschaltet, um eingekoppelten Netzbrumm wirksam zu beseitigen, der ansonsten die nachfolgenden Stufen übersteuern kann.

Um die Einstellung des Nullpunktes mit Hilfe von P1 zu vereinfachen, da im Normalfall nicht davon ausgegangen werden kann, daß am Aufstellungsort jederzeit ein Oszilloskop zur Verfügung steht, kann eine kleine Nullindikatorschaltung, wie sie in Abbildung 11.11 dargestellt ist, eingesetzt werden. Befindet sich das Ausgangssignal des Summationsverstärkers

[7]Im praktischen Einsatz hat sich diese kleine Kompensationsschaltung als sehr nützlich herausgestellt, da die Pendel- und Rahmenjustage je nach Aufstellungsort des Instrumentes sich als sehr hakelig herausstellen kann. Wer einmal minutenlang kopfunter in einem Holzkasten hängend versucht hat, das Pendel genau in die Mittenlage einzustellen und bei jeder kleinen Bewegung die Früchte aller vorhergehenden Mühen zunichte werden sah, wird die Korrekturmöglichkeiten, die P1 bietet, sehr zu schätzen wissen.

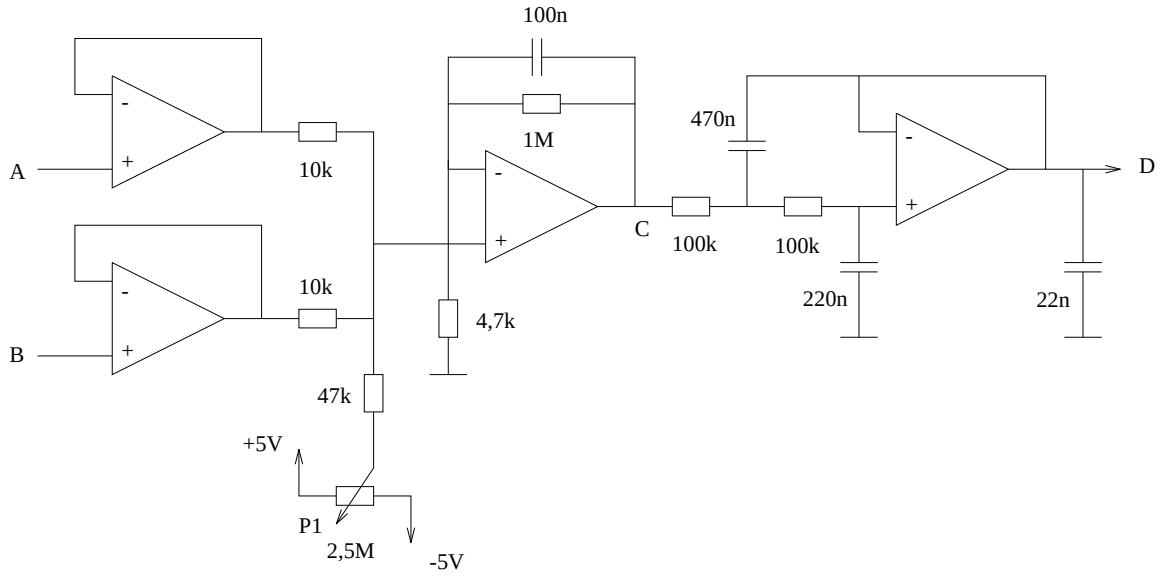


Abbildung 11.10: Der Eingangssummierer mit nachgeschaltetem Filter

(am Punkt D abgenommen) nicht auf Nullpotential, schaltet entweder der NPN- oder der PNP-Transistor durch, was durch Aufleuchten der betreffenden LED kenntlich gemacht wird. Mit Hilfe von P1 kann nun der Nullpunkt des Verstärkers so eingestellt werden, daß in der Ruhelage des Pendels beide LEDs dunkel sind.

11.2.3 Die aktive Dämpfung des Pendels

Ein Shackleford-Gundersen-Seismometer setzt normalerweise anstelle einer passiven Dämpfung, wie sie beispielsweise in Form von Wirbelstrom- oder Öldämpfungen realisiert werden kann (siehe Abschnitte 5.4 beziehungsweise 7.2.3), eine aktive, elektronische Dämpfung ein, die darauf beruht, daß mit Hilfe eine Differenziergliedes aus dem Positionssignal des Pendels ein entsprechendes Rückführungssignal generiert wird, das mit Hilfe eines Leistungsverstärkers in eine Dämpfungsspule eingespeist wird, in deren Innenraum ein Permanentstabmagnet, der fest am Pendel selbst montiert ist, schwingt. Durch die Ansteuerung der Dämpfungsspule wird in dieser ein Magnetfeld aufgebaut, das seinerseits eine Kraft auf den Permanentstabmagneten ausübt, was bei geeigneter Dimensionierung der Regelungsschaltung zur Folge hat, daß das Pendel in seiner Schwingung einstellbar stark bedämpft wird.

Vorteilhaft an einer solchen Schaltung ist in erster Linie die Möglichkeit, die Dämpungskonstante h einfach und flexibel einstellen zu können, ohne mühsam Füllhöhen von Ölbehältern oder Abstände zwischen Polschuhen von Wirbelstromdämpfern justieren zu müssen. Weiterhin zeichnet sich eine rein elektronische Dämpfungsregelung durch ein hohes Maß an Wiederhol-

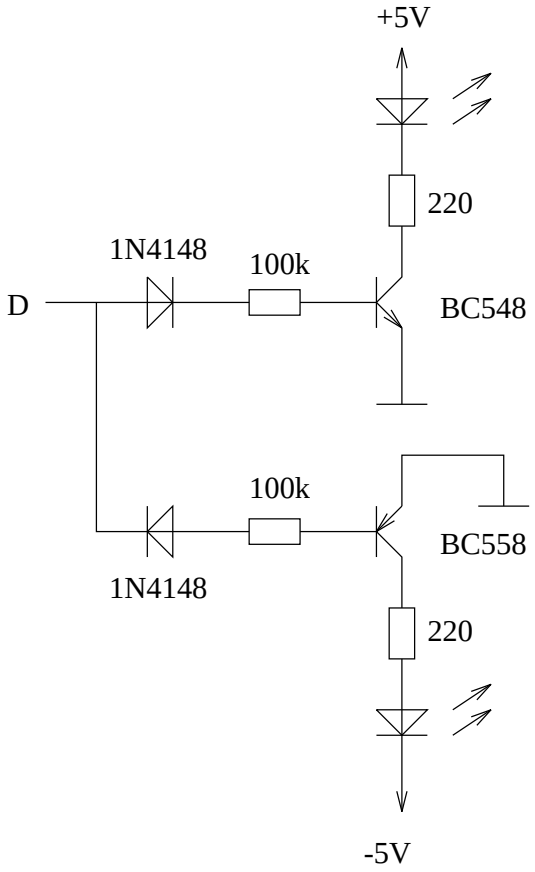


Abbildung 11.11: Der Nullpunktanzeiger

barkeit aus und unterliegt nicht solch starken Eigenschaftsschwankungen, wie beispielsweise eine Öldämpfung unter wechselnden Umgebungstemperaturen.

Abbildung 11.12 zeigt den am Pendelrahmen montierten Spulensatz, der aus zwei Kupferlackdrahtspulen besteht, von denen eine als Dämpfungsspule, die andere als Kalibrationsspule (siehe Abschnitt 11.2.3.2) dient. Im Inneren der beiden Spulen kann sich frei ein Permanentstabmagnet, der im vorliegenden Fall aus einer Reihe pillenförmiger Seltenerdmagnete zusammengesetzt ist, bewegen. Dieser Stabmagnet ist fest am Pendelstab montiert, so daß auf ihn wirkende Kräfte, wie sie etwa durch Erzeugen eines Magnetfeldes innerhalb der Dämpfungsspule generiert werden können, direkt auf das Pendel übertragen werden.

11.2.3.1 Das Differenzierglied und der Leistungsverstärker

Das eigentliche Herzstück der aktiven Pendeldämpfung stellt ein elektronisches Differenzierglied dar, mit dessen Hilfe aus dem Pendelpositionssignal ein Rückführungssignal gebildet wird, das in geeigneter Weise phasenverschoben zur momentanen Pendelbewegung ist.

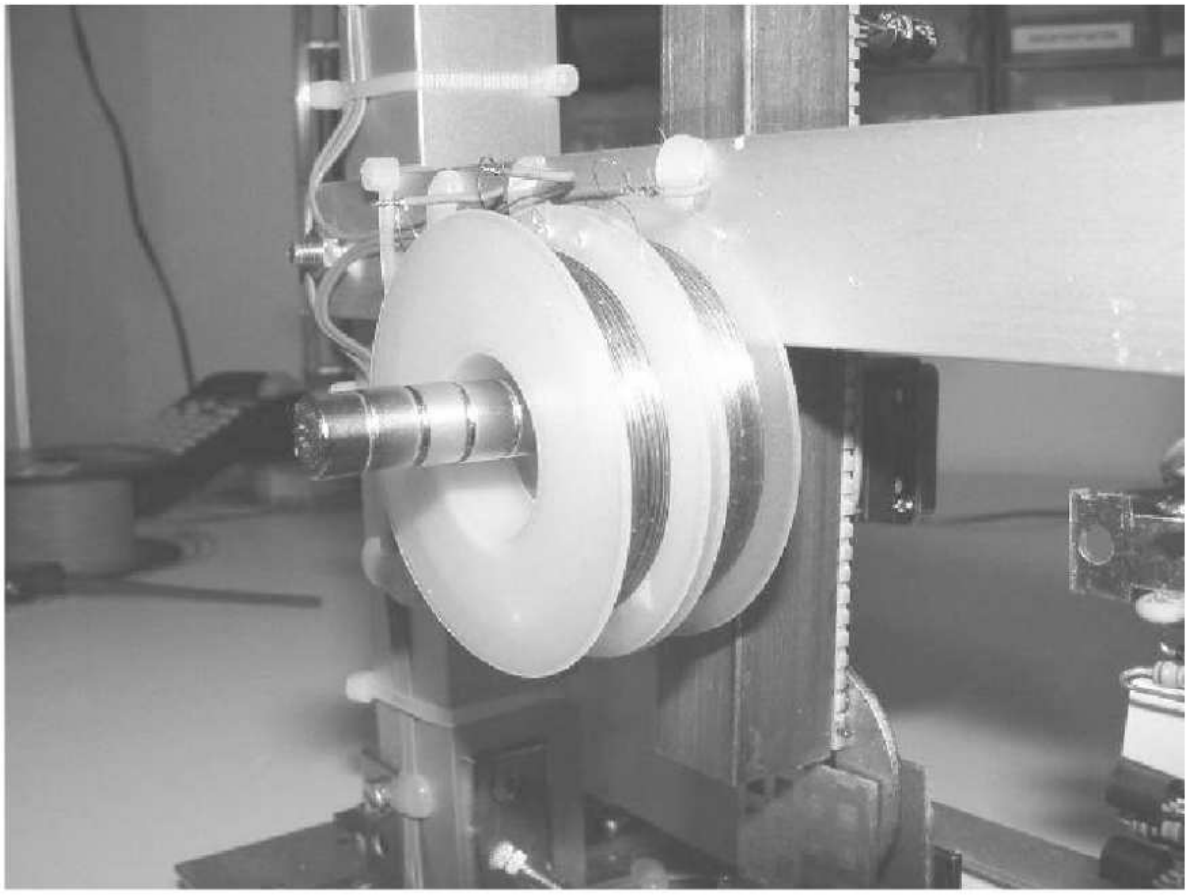


Abbildung 11.12: Nahansicht der Dämpfungs- und Kalibrationsspulen

Die Schaltung des Differenziergliedes ist in Abbildung 11.13 dargestellt – zentrales Element ist das RC-Glied aus einem 10M Widerstand sowie einem unipolaren 1μF Kondensator, das von einer einfachen, invertierenden Verstärkerstufe gefolgt wird. Je nach Polung der Dämpfungsspule kann es notwendig sein, anstelle des Ausgangssignales der Differentiationsstufe ein invertiertes Signal zu verwenden, das mit Hilfe eines nachgeschalteten Inverters gewonnen wird. Mit Hilfe des Schalters S2[8] kann hierfür zwischen dem differenzierten Signal beziehungsweise dem invertierten differenzierten Signal als Rückführungssignal gewählt werden.

Wie bereits erwähnt, findet das solchermaßen erzeugte Signal Verwendung in der Ansteuerung der Dämpfungsspule, um über das in dieser Spule generierte Magnetfeld und den Permanentstabmagnet eine dämpfende Wirkung auf das Pendel auszuüben. Je nach Ausführung des Pendels, der Dämpfungsspule sowie des Stabmagneten ist hierfür ein mehr oder minder

[8] S2 wird idealerweise als Jumper ausgebildet, um ein versehentliches Verstellen nach Aufstellung des Instrumentes sicher auszuschließen, was ein starkes Aufschaukeln der Pendelbewegung bis zu den Anschlägen zur Folge hätte.

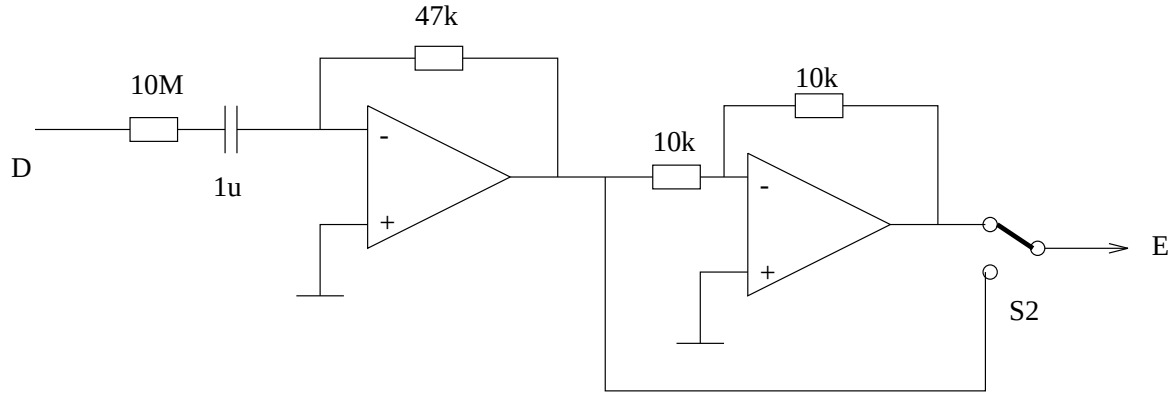


Abbildung 11.13: Das Differenzierglied

großer Strom von Nöten, so daß zur Ansteuerung ein aus einem Operationsverstärker mit nachfolgender Transistorleistungsstufe bestehender Leistungsverstärker Anwendung findet[9].

Abbildung 11.14 zeigt die Schaltung des Leistungsverstärkers, der zur Ansteuerung der Dämpfungsspule dient. Die Wahl der beiden Leistungstransistoren ist verhältnismäßig unkritisch – die Typangaben des vorliegenden Falles resultieren aus der schlichten Verfügbarkeit dieser beiden Typen zum Zeitpunkt der Entwicklung, andere Typen sind jederzeit einsetzbar. Die Einstellung der Verstärkung der Leistungsstufe geschieht mit Hilfe des Potentiometers P3, das als 10-Gang-Potentiometer ausgeführt sein sollte, um eine möglichst genaue Einstellung der Gegenkopplung zu ermöglichen.

Mit Hilfe des Schalters S5 kann die Dämpfungsrückführung jederzeit aufgehoben werden, was für die Justage des Pendels beziehungsweise die Einstellung der Sendeamplitude des Pendelsenders unerläßlich ist.

11.2.3.2 Der Kalibrationspulsgenerator

Als sehr hilfreich bei der Einstellung der Dämpfungsregelung erweist sich die Möglichkeit, mit Hilfe einer zusätzlichen Spule, in welche der Permanentstabmagnet des Pendels zusätzlich zur eigentlichen Dämpfungsspule eintaucht, eine gezielte Auslenkung des Pendels sowohl in positiver als auch in negativer Richtung erzeugen zu können. Dies hat den Vorteil, daß der gesamte Pendelrahmen während des Dämpfungsabgleiches in seinem Schutzgehäuse verbleiben kann, und darüberhinaus stets Auslenkungen gleicher

[9]Nach dem vorangehend gesagten ergibt sich, daß unter Umständen auf diese Leistungsstufe verzichtet werden kann, falls das Pendel hinreichend leicht, beziehungsweise der Stabmagnet hinreichend stark, etc. ist. In solchen Fällen genügt es unter Umständen, die Dämpfungsspule direkt mit dem Ausgang eines Operationsverstärkers oder eines Leistungsoperationsverstärkers zu verbinden.

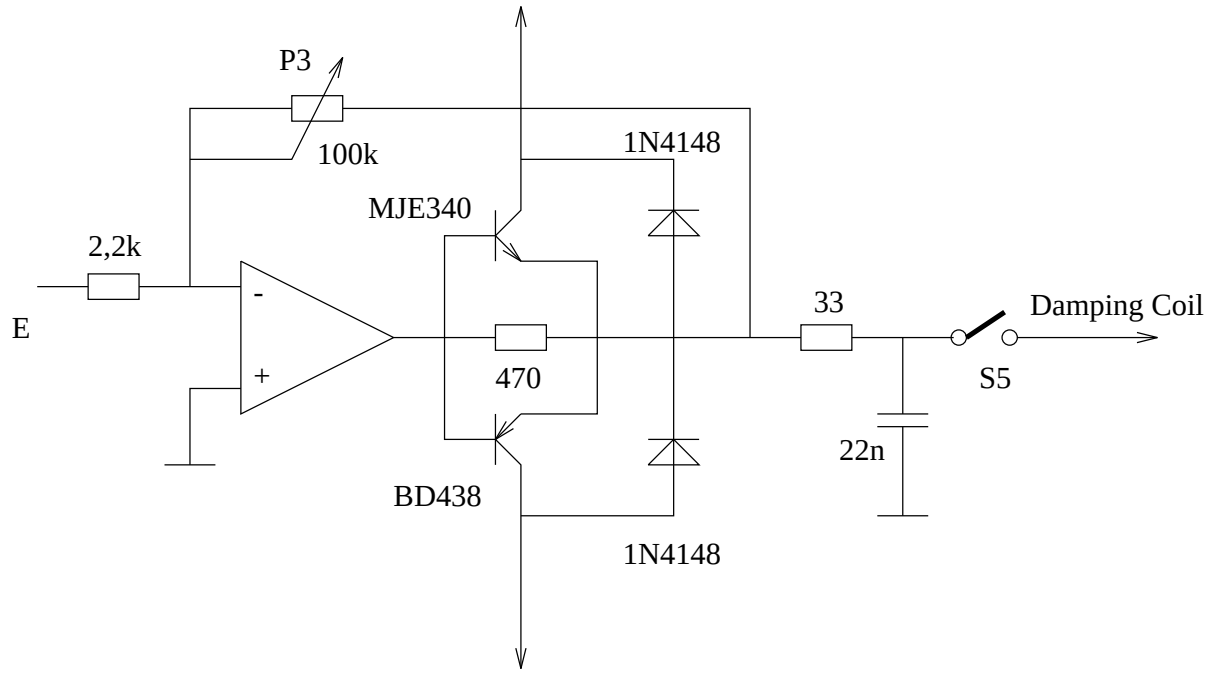


Abbildung 11.14: Der Leistungsverstärker zur Ansteuerung der Feedbackspule

Amplitude erzeugt werden können, was bei einer manuellen Auslenkung[10] nicht zu gewährleisten ist.

Die Erzeugung eines Kalibrationsimpulses gestaltet sich ausgesprochen einfach – im Prinzip genügt es, einen entsprechend gepolten, zuvor auf eine bestimmte Ladung aufgeladenen Kondensator über die Kalibrationsspule zu entladen. Es muß lediglich dafür Sorge getragen werden, daß der nach erfolgter Pendelauslenkung einsetzende Rückschwung nicht durch die in der Kalibrationsspule induzierte Spannung eine neue Ladung im Kondensator aufbaut, da sonst eine extern angeregte gedämpfte Schwingung des Pendels einsetzen kann, mit der ein Abgleich der Dämpfungsregelung nicht möglich ist. Um eine Rückaufladung der Kalibrationskondensatoren zu vermeiden, werden sie über eine jeweils entsprechend gepolte Diode über die Kalibrationsspule entladen.

Abbildung 11.15 zeigt die Schaltung des Kalibrationspulsgenerators. Mit Hilfe von S3 wird zwischen der Ladung der Kondensatoren beziehungsweise der Generierung einer Kalibrationsauslenkung des Pendels gewählt, während die Polarität des Kalibrationspulses über S4 selektiert werden kann.

[10] Sollte es sich trotz allem einmal nicht vermeiden lassen, zur Einstellung eines Instrumentes das Pendel – gleich, ob es sich um ein Vertikal- oder ein Horizontalpendel handelt – manuell auszulenken, empfiehlt sich die Verwendung einer möglichst weichen Vogelfeder, um die Pendelspitze auszulenken. Diese hat den Vorteil, das unvermeidliche Zittern der Hand nur sehr gedämpft auf das Pendel zu übertragen und ermöglicht darüber hinaus eine sehr gefühlvolle Auslenkung.

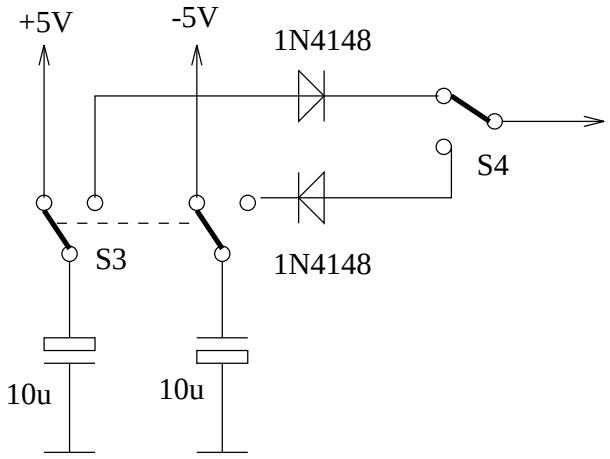


Abbildung 11.15: Die Schaltung des Kalibrationspulsgenerators

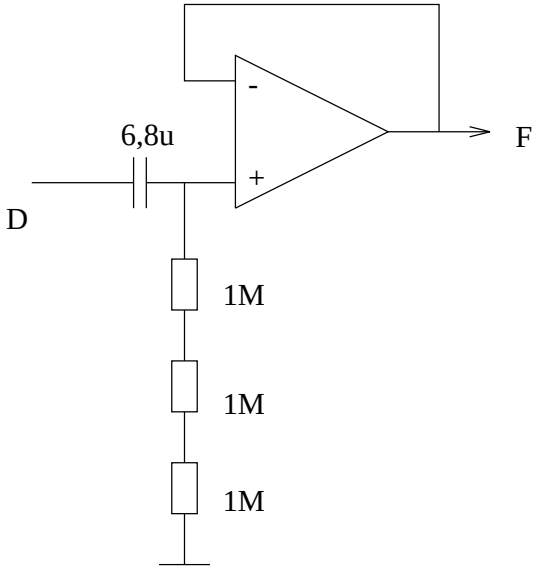


Abbildung 11.16: Das Hochpaßfilter

11.2.4 Signalaufbereitung

Die Signalaufbereitung des Positionsausgangssignales des Summationsverstärkers aus Abschnitt 11.2.2 besteht zunächst aus einem Hochpaßfilter mit einer großen Zeitkonstanten, dessen Schaltung in Abbildung 11.16 zu sehen ist. Mit der angegebenen Dimensionierung ergibt sich eine Zeitkonstante von

$$t = 2\pi RC = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^6\Omega \cdot 6.8 \cdot 10^{-6}\mathrm{F} \approx 128.18\mathrm{s}.$$

Das Ausgangssignal dieses Tiefpaßfilters wird nun einem Integrierer zugeführt, dessen wesentlicher Bestandteil ein unipolarer 10μF-Kondensator im Rückführungszweig eines Operationsverstärkers, wie in Abbildung 11.17 dargestellt, ist.

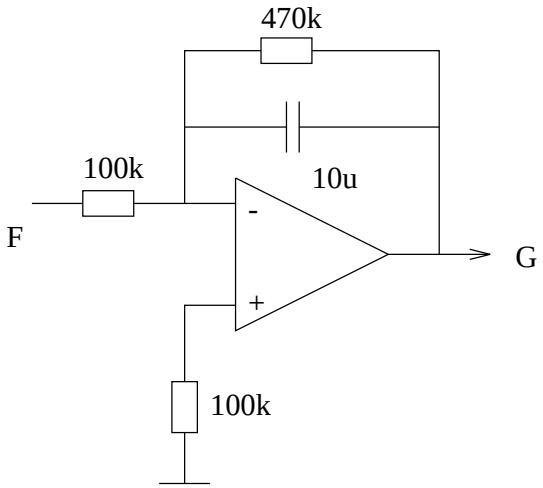


Abbildung 11.17: Der Integrierer

Den Abschluß der Signalaufbereitung bilden die Ausgangsstufen für

1. das Positionssignal, wie es nach dem Tiefpaßfilter des Summationsverstärkers aus Abbildung 11.10 zur Verfügung steht,

2. das Ausgangssignal des Hochpaßfilters nach Abbildung 11.16 sowie das

3. Ausgangssignal des Integrierers (siehe Abbildung 11.17).

Die Ausgangsstufe für das erste Signal besteht lediglich aus einem Impedanzwandler, um die nach Punkt D folgenden Schaltungsstufen von unerwünschten Einkopplungen freizuhalten. Dieses Ausgangssignal dient ausschließlich zur Einstellung der Dämpfung des Pendels (siehe Abschnitt 11.5).

Die beiden anderen Ausgangsstufen bestehen jeweils aus einer Verstärkerstufe mit variabler Verstärkung, die mit Hilfe der beiden Potentiometer P2 beziehungsweise P2' eingestellt werden kann[11].

11.2.5 Die Stromversorgung

Die Stromversorgung des Shackleford-Gundersen-Seismometers stellt keine besonderen Ansprüche an ihre Implementation – sie ist darauf ausgelegt, aus dem in Abschnitt 9 vorgestellten Netzteil versorgt zu werden. Zu beachten ist lediglich, daß sowohl von der positiven als auch von der negativen

[11] In der Praxis hat es sich als brauchbar erwiesen, P2 und P2' als zwei auf einer gemeinsamen Achse montierte Potentiometer auszubilden. Darüberhinaus kann es andererseits sinnvoll sein, für P2 und P2' eventuell 10-Gang-Potentiometer einzusetzen.

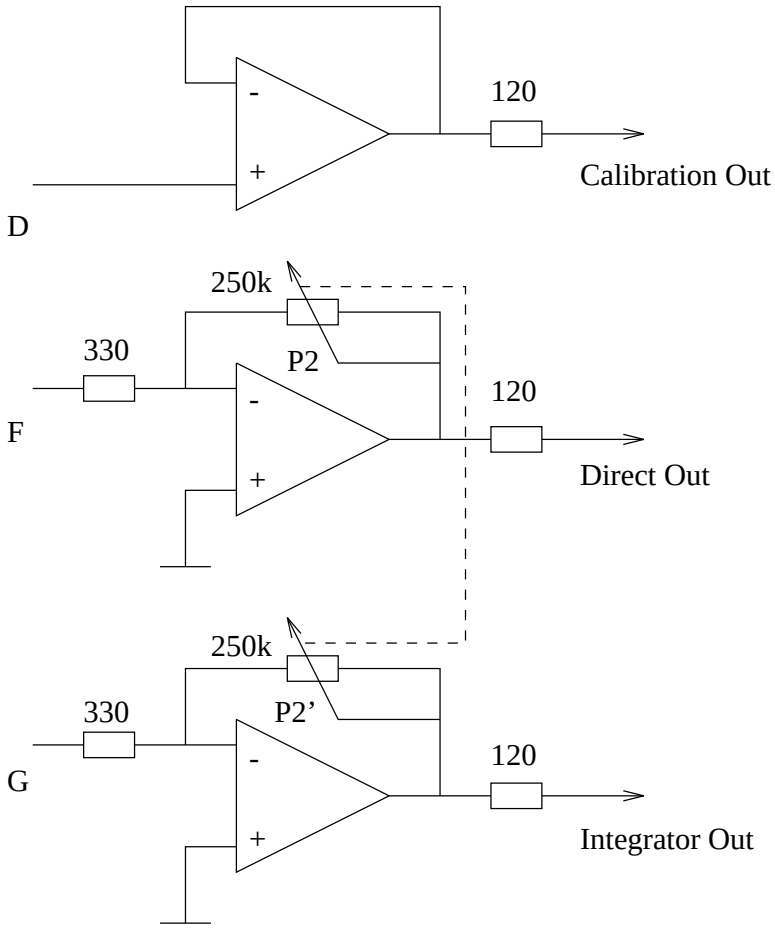


Abbildung 11.18: Die Ausgangsstufen

Versorgungsspannung ein unregulierter Abzweig zum Pendelrahmen vorgesehen werden muß, da die hier angeordneten Schaltungen jeweils über einen eigenen Spannungsregler verfügen. Die Schaltung der Stromversorgung ist in Abbildung 11.19 dargestellt.

11.3 Aufbau

Der Aufbau des Shackleford-Gundersen-Seismometers gestaltet sich im Grunde genommen einfacher als der eines Lehman-Seismometers, wie dem in Abschnitt 7 beschriebenen Instrument, da es von seinen Abmessungen her deutlich kleiner und als Vertikalpendel wesentlich stabiler als ein Horizontalpendel ist, so daß der rein mechanische Aufbau keine großen Schwierigkeiten mit sich bringt.

Der wichtigste Punkt beim Aufbau des Pendelrahmens ist, wie immer, die Stabilität des Rahmens sowie der Grundplatte an sich – es sollte darauf geachtet werden, daß, soweit möglich, stets verwindungssteife Hohlprofile als Bauelemente zum Einsatz kommen und Gewinde und Bohrungen

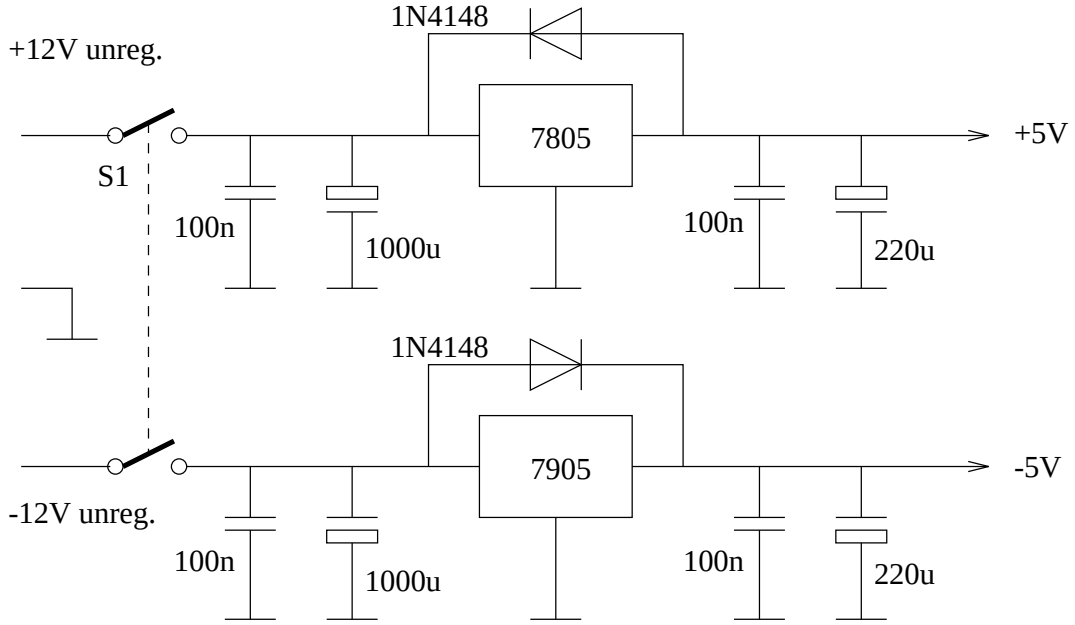


Abbildung 11.19: Die Stromversorgung

möglichst präzise ausgeführt werden, um Verspannungen der Konstruktion weitestgehend zu vermeiden.

Für die Verbindung des Pendelrahmens mit der Regelungs- und Verstärkerelektronik hat sich ein selbstgefertigtes Verbindungskabel, das sich aus einem vierlitzigen, einfach abgeschirmten Kabel sowie zwei RG58-Koaxialkabeln zusammensetzt, als sehr brauchbar erwiesen. Die drei Einzelkabel sind in verhältnismäßig kurzen Abständen mit Kabelbindern aneinander befestigt, um ein möglichst kompaktes Kabelbündel zu erhalten.

Als Steckverbinder wurden 15-polige SUB-D-Steckverbinder eingesetzt, wobei die beiden Koaxialkabel zur Verbindung der Empfangsantennenverstärker mit dem Summationsverstärker dienen (aufgrund des hohen nachfolgenden Verstärkungsfaktors sind diese beiden Verbindungen bezüglich Einstreuungen verhältnismäßig empfindlich, was die Verwendung eigener Koaxialkabel rechtfertigte), während das vierlitzige Kabel der Stromversorgung des Pendelrahmens sowie dem Anschluß der Dämpfungs- und Kalibrationsspule dient.

Aufgrund der verhältnismäßig vielen Bedien- und Abgleichelemente gestaltet sich die Frontplatte der fertigen Elektronikbaugruppe etwas gedrängt, wie in Abbildung 11.20 zu erkennen ist.

Von rechts nach links finden sich hier die folgenden Bedienelemente:

- Am rechten Rand befindet sich zunächst die 15-polige SUB-D-Buchse, über welche die Verbindung zwischen der Elektronikeinheit und dem Pendelrahmen hergestellt wird.

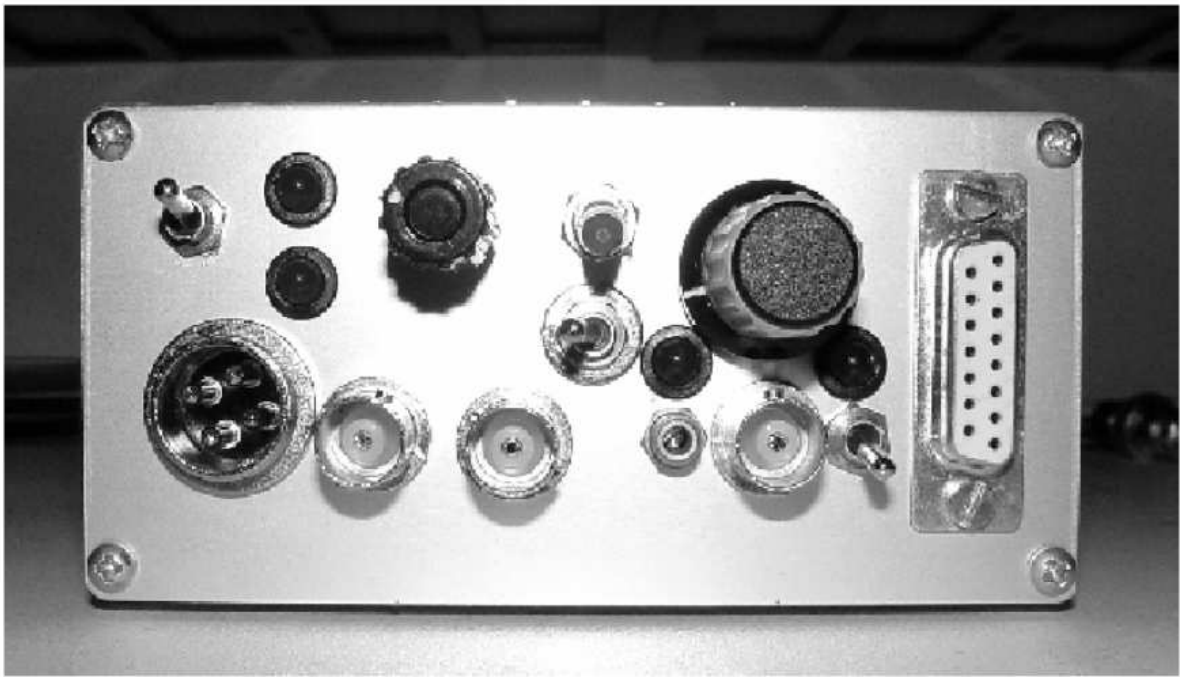


Abbildung 11.20: Die Frontplatte der Regelungs- und Verstärkerelektronik des Shackleford-Gundersen-Seismometers

- Neben dieser Steckverbindung befinden sich die Bedienelemente für die Nullpunkteinstellung sowie die Feedbackverstärkung. Erstere (entsprechend P1 in Abbildung 11.10) ist als normales Potentiometer ausgebildet, unter dem sich zur linken und rechten Seite die beiden Leuchtdioden des Nullpunktanzeigers befinden. Unter diesen LEDs findet sich links ein versenkt eingebautes 10-Gang-Potentiometer zur Einstellung der Feedbackverstärkung (P3 in Abbildung 11.14), von dem aus gesehen sich rechts eine BNC-Buchse für die Abnahme des Kalibrationssignales befindet. Rechts unten befindet sich noch ein Miniaturkippschalter, mit dessen Hilfe die Feedbackregelung abgeschaltet werden kann (S5 in Abbildung 11.14).

- Links von dieser Bedienelementgruppe finden sich die beiden Schalter S3 und S4 des Kalibrationspulsgenerators (siehe Abbildung 11.15), mit deren Hilfe eine positive oder auch negative Auslenkung des Pendels zur Einstellung der Feedbackverstärkung ausgelöst werden kann.

- Links von der Frontplattenmitte befindet sich in der oberen Hälfte die Achse des Doppelpotentiometers P2, P2' aus Abbildung 11.18, mit dessen Hilfe die Verstärkung der beiden Hauptausgangsverstärker reguliert werden kann. Unterhalb dieses Bedienelementes sind zwei BNC-Buchsen angeordnet, über welche das direkte Positionssignal

beziehungsweise das Ausgangssignal des Integrierers zur Verfügung stehen.

- Auf der linken Seite befindet sich schließlich unten die Stromversorgungsbuchse, über welcher sich der Einschalter sowie zwei (optionale) LEDs zur Betriebsspannungskontrolle befinden.

11.4 Aufstellung

Die Aufstellung des beschriebenen Seismometers gestaltet sich verhältnismäßig kompliziert, da es sich hierbei um ein wirklich ausgesprochen empfindliches Gerät handelt, das zum einen bereits auf geringste (und langsamste) Neigungsbewegungen des Untergrundes reagiert und zum anderen ausgesprochen empfindlich bezüglich Konvektionsströmungen ist.

Der erste Punkt schließt eine Aufstellung beispielsweise in einer Garage, die von Autos benutzt wird, im Normalfall aus – abgesehen von den unvermeidlichen und sicherlich unerwünschten Erschütterungen beim Rangieren mit einem Wagen kommt hier als Hauptproblem eine Änderung der Bodenneigung durch das Fahrzeuggewicht hinzu, die – je nach konstruktiver Ausführung des Instrumentes und der Elektronik – unter Umständen dazu führen kann, daß das Ausgangssignal des Seismometers in die Sättigung geht. Als Aufstellungsort kommt jedoch beispielsweise ein ungenutzter Kellerraum oder auch ein Öltankraum in Frage (wobei hier eventuell wieder mit unerwünschten Bodenneigungen umgegangen werden muß).

Der zweite zuvor genannte Punkt verdient besondere Beachtung: Aufgrund der Tatsache, daß der Pendelrahmen sowie das Pendel selbst ein wenig aktive Elektronik enthalten, ist ein gewisses Maß an Konvektionsströmung nicht vollständig auszuschließen. Diese Strömungen können jedoch durch ein entsprechend geformtes Gehäuse, welches den Pendelrahmen möglichst eng und dicht umschließt, minimiert werden.

Bewährt hat sich hierbei die Verwendung eines Kunststoffmülleimers quadratischen Querschnittes, dessen Innenraum mit mehreren Lagen Styroporplatten, die beispielsweise mit Hilfe von Heißleim an den Behälterwänden beziehungsweise anderen Styroporplatten befestigt werden können, ausgekleidet wird. Hierbei ist darauf zu achten, daß nach dem Auskleiden des Behälters, der über das Instrument gestülpt wird, möglichst wenig freier Luftraum übrigbleibt – die Styroporauskleidung sollte also nach Möglichkeit gut den äußeren Abmessungen des Pendelrahmens angepaßt sein.

Um sicherzustellen, daß keine im Aufstellungsraum unvermeidlichen Konvektionsströmungen in das umschließende Gefäß eindringen können, bietet es sich an, das Gehäuse an seiner Unterseite (d.h. im vorliegenden Beispiel der Mülleimeroberseite) mit Schaumgummistreifen zu versehen, um einen guten Abschluß zum Boden hin zu erzielen. Um diesen Effekt zu verstärken, kann das Behältnis durch ein Gewicht von oben zusätzlich beschwert werden.

Von einer Befestigung des Behälters am Boden mit Hilfe von Silikon, wie es im Sanitärbereich Verwendung findet, ist aufgrund der im Anschluß hieran nicht mehr wirklich gegebenen Zugänglichkeit zu Wartungszwecken besser abzusehen.

11.5 Der Abgleich

Der Abgleich des Shackleford-Gundersen-Seismometers ist ein wenig aufwendiger als der eines rein passiv gedämpften Instrumentes mit induktivem Sensor, da hier an zumindest vier Stellen justierend eingegriffen werden muss, die in den folgenden Abschnitten behandelt werden.

11.5.1 Senderabgleich

Zunächst ist dafür zu sorgen, daß das Ausgangssignal der Empfangsantennenverstärker mit ihren Gleichrichterstufen im zulässigen Schwingungsbereich des Pendels nicht in die Sättigung geht, d.h. die Verstärker nicht durch das in die jeweilige Empfangsantenne eingekoppelte Signal übersteuert werden.

Hierzu muß mit Hilfe des Potentiometers des Pendelsenders in Abbildung 11.4 der Pegel der Sendeantenne auf einen Wert eingestellt werden, der bei manueller Auslenkung des Pendels von einer Extremposition zur anderen keine Übersteuerung der beiden Verstärker zur Folge hat. Diese Einstellung muß im Normalfall nur einmal vorgenommen werden, da sie auch die Extrempositionen der Pendelspitze berücksichtigt und somit auch eine nicht exakte Positionierung des Pendels sicher keine Übersteuerung eines der beiden Empfangsantennenverstärker zur Folge hat[12].

[12]Zu beachten ist bei dieser Einstellung, daß die aktive Dämpfung durch Öffnen von S5 in Abbildung 11.14 zu deaktivieren ist!

11.5.2 Nullpunkteinstellung

Nach Aufstellung des Instrumentes und Einhängen des Pendels ist bei deaktivierter aktiver Dämpfung (S5) mit Hilfe des Potentiometers P1 in Abbildung 11.10 dafür zu sorgen, daß das Summensignal der beiden Empfangsantennenverstärker sowie des durch P1 erzeugten Korrektursignals Null ergibt, um ein Übersteuern des Summationsverstärkers in der Pendelruhelage bei nicht idealer Pendelausrichtung zu verhindern.

11.5.3 Feedbackeinstellung

Nach den beiden vorangegangenen Abgleichschritten kann die aktive Dämpfung eingstellt werden. Unter Umständen, d.h. in Abhängigkeit von der realen Implementierung des Pendelrahmens, des Pendels an sich, der Dämpfungsspule, etc., kann es notwendig werden, an dieser Stelle die Dimensionierung des Differentiationsgliedes (siehe Abbildung 11.13) anzupassen[13].

Unter der Annahme, daß die Dimensionierung des Differenziergliedes der aktuellen Pendelimplementation angemessen ist, kann nun mit Hilfe des Kalibrationspulsgenerators eine Auslenkung des Pendels erzeugt werden, die über den Kalibrationsausgang (siehe Abbildung 11.18) mit einem Oszilloskop (idealerweise einem langsamschreibenden Speicheroszilloskop) oder einem x/t-Schreiber dargestellt werden kann.

Abbildung 11.21 zeigt den Spannungsverlauf am Kalibrationsausgang des Shackleford-Gundersen-Seismometers nach einmaliger Anregung des Pendels durch einen Kalibrationsimpuls bei abgeschalteter aktiver Dämpfung. Gut zu erkennen ist die ausgesprochen schwache Eigendämpfung des Pendels – die Eigenperiode liegt bei ca. einer Sekunde.

Über P3 (Abbildung 11.14) kann nun die Amplitude des Dämpfungssignales variiert werden, bis im Idealfall die Pendelspitze nach erfolgter Auslenkung mit möglichst kleinem (oder keinem) Überschwingen wieder in der Ruhelage zu liegen kommt. Abbildung 11.22 zeigt beispielhaft den Spannungsverlauf des Kalibrationsausganges bei zweimaliger Impulsanregung des Pendels (einmal in positiver, einmal in negativer Richtung) bei gut eingestellter aktiver Dämpfung.

[13] Diese Anpassung läßt sich experimentell verhältnismäßig leicht vornehmen, indem für wechselnde Werte für den Widerstand beziehungsweise den Kondensator des RC-Gliedes die Auswirkungen auf die Pendeldämpfung bestimmt werden. Wird für ein gefundenes Wertepaar eine spürbare Dämpfung verzeichnet, kann eine Feineinstellung über P3 vorgenommen werden. Unter Umständen kann es notwendig werden, mit Hilfe von S2 anstelle des differenzierten Signals das invertierte Signal zurückzuführen.

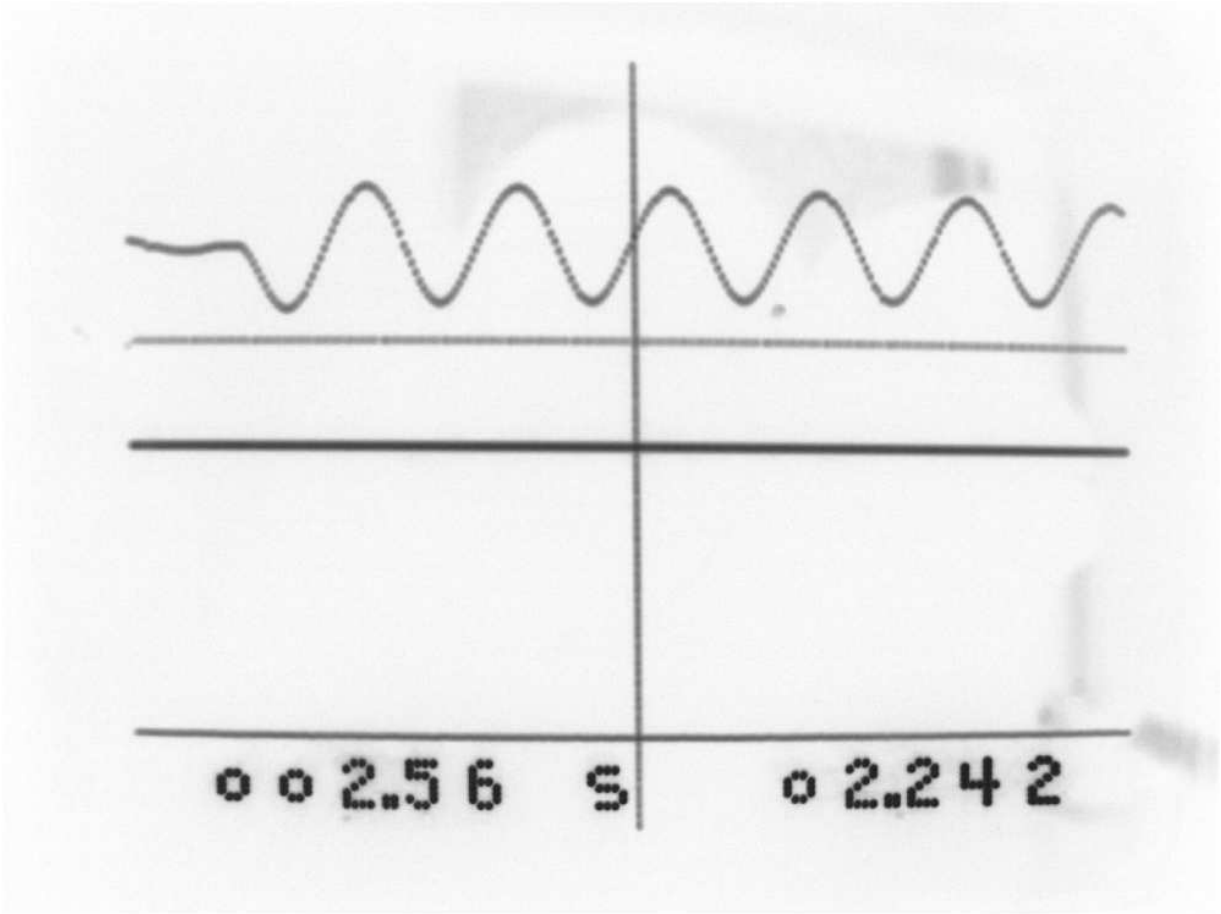


Abbildung 11.21: Impulsantwort des Shackleford-Gundersen-Seismometers bei abgeschalteter aktiver Dämpfung nach impulsförmiger Anregung

11.5.4 Verstärkereinstellung

Nachdem die oben beschriebenen Einstellungsschritte vollzogen wurden, bleibt als letztes die Einstellung der Ausgangstreiber für das direkte Pendelpositionssignal beziehungsweise das integrierte Signal. Die Justage dieser Verstärkungsfaktoren beschränkt sich auf eine entsprechende Einstellung der Potentiometer P2 und P2', die, wie bereits erwähnt, beispielsweise auch als Doppelpotentiometer mit gemeinsamer Achse ausgebildet werden können.

11.6 Ausblick

Einige Elemente des Shackleford-Gundersen-Seismometers bieten sich an, auch in anderen Instrumenten Einsatz zu finden. Allen voran wären dies der kapazitive Positionssensor, der den Hauptnachteil einfacher induktiver Abnehmer vermeidet, indem er ein wirkliches Positionssignal zu liefern im

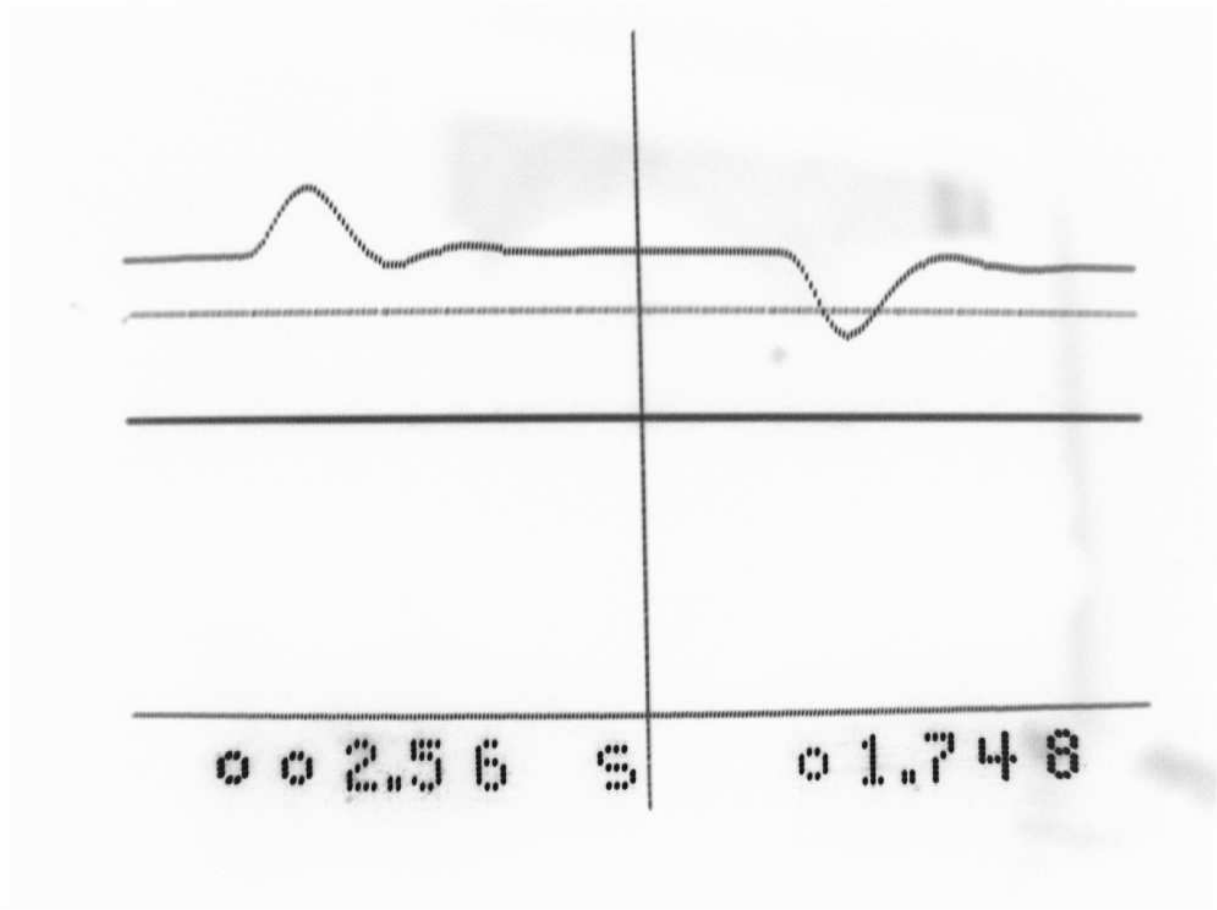


Abbildung 11.22: Impulsantworten bei aktiver Dämpfung und zweimaliger Auslenkung durch einen Kalibrationsimpuls – negativ und positiv

Stande ist (ganz im Gegensatz zu einem induktiven Aufnehmer, der stets ein Signal liefert, das der ersten Ableitung der Pendelposition, d.h. der Geschwindigkeit der Pendelspitze, entspricht).

Mit Hilfe eines solchen kapazitiven Positionsaufnehmers sowie eines Horizontalpendels, wie dem in Abschnitt 7 dargestellten Lehman-Seismometer, läßt sich auf einfache Weise ein Instrument mit einer (für Hobbyzwecke) sehr guten Empfindlichkeit und hoher Stabilität bauen, ohne den technischen Aufwand des hier beschriebenen Instrumentes zu erfordern, wobei hier jedoch aufgrund des absoluten Positionssignales auf eine ausgesprochen stabile Montierung zu achten ist, um zu verhindern, das eine Drift der Ruhelage des Pendels sich in einer Sättigung des Ausgangssignales niederschlägt.

Darüberhinaus kann natürlich auch beispielsweise ein Horizontalpendel vom Lehman-Typ mit einer aktiven Dämpfung ausgestattet werden, womit vor allem das eben angesprochene Problem der Drift vermieden werden kann. Der Experimentierfreude sind bezüglich der Kombination von

Positions- beziehungsweise Geschwindigkeitsaufnehmern und Dämpfungsmechanismen keinerlei Grenzen gesetzt. Ein Horizontalpendel mit kapazitivem Positionsaufnehmer und einem guten Integrierer erlaubt es, Perioden im Bereich von über 100 Sekunden zu erreichen.

Sehr interessant in diesem Zusammenhang ist auch die Verwendung des hochspezialisierten Bausteins AD598 (siehe [1]), der eigentlich für den Einsatz mit LVDTs entwickelt wurde, mit kleinen Anpassungen seiner äußeren Beschaltung aber auch hervorragend für kapazitive Meßbrücken geeignet ist. Der Baustein enthält alle notwendigen Funktionseinheiten, um aus einer Meßbrücke direkt ein sehr störunanfälliges Positionssignal abzuleiten. Eine erprobte Beispielschaltung, die einen Großteil der in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Funktionseinheiten überflüssig macht, ist in Anhang A beschrieben.

Kapitel 12

Geophone

Im Gegensatz zu den bislang beschriebenen Sensoren zeichnen sich Geophone im allgemeinen durch eine geringe Größe, die leider zumeist auch mit einer sehr niedrigen Eigenfrequenz einhergeht, die selten unter 1Hz zu liegen kommt und einen verhältnismäßig geringen Anschaffungspreis aus. In großem Umfang werden solche Instrumente bei reflexions- und refraktionsseismischen Untersuchungen, wie sie vor allem bei der Ölexploration, etc. durchgeführt werden, eingesetzt.

12.1 Funktionsprinzip

Das Funktionsprinzip eines Geophons entspricht im wesentlichen dem eines dynamischen (Tauchspulen-) Mikrophons, wie Abbildung 12.1 zeigt: In einen Topfmagneten taucht eine an einer schwingenden Masse befestigte Tauchspule ein, in der eine der Relativgeschwindigkeit dieser Spule in Bezug auf den Topfmagneten proportionale Spannung induziert wird, die als Ausgangssignal des Geophons dient.

Je nach mechanischer Ausführung sind in der Regel Eigenfrequenzen von 4.5Hz beziehungsweise 1Hz üblich, wobei Instrumente des letztgenannten Typs leider Neupreise von ca. 1000 Euro aufweisen, so daß meist auf Geophone mit 4.5Hz Periode zurückgegriffen werden dürfte. Aufgrund ihrer hohen Eigenfrequenz sind diese jedoch hauptsächlich zum Nachweis lokaler seismischer Ereignisse geeignet (abgesehen von sehr starken Fernbeben, die hinreichend viel Energie freisetzen, daß auch nach der durch die Erde selbst hervorgerufene Tiefpaßfilterung genügend Energie im Bereich um 4.5Hz am Meßort zur Verfügung steht, um nachgewiesen werden zu können).

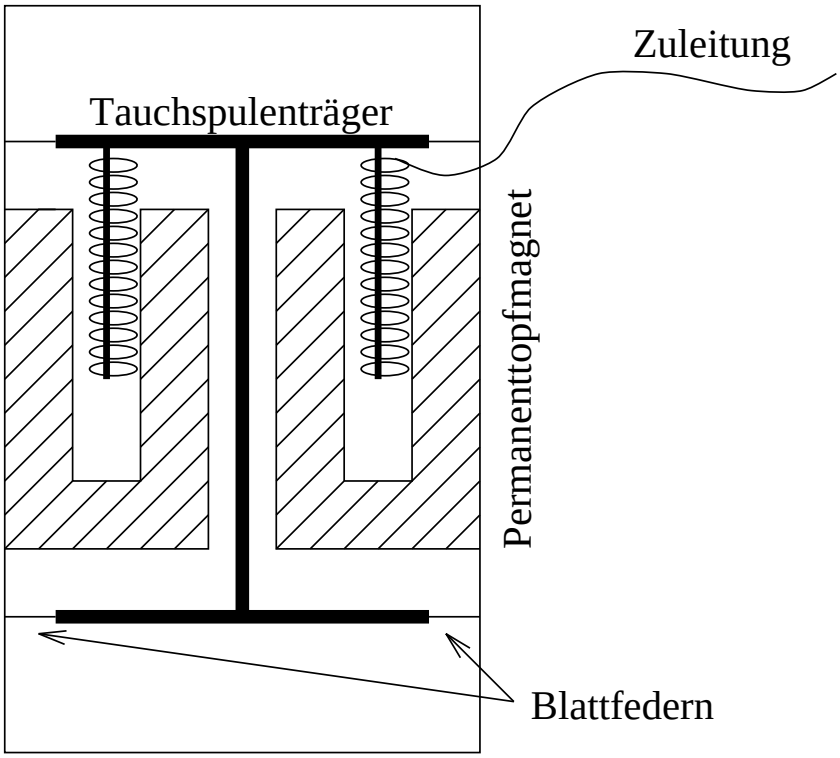


Abbildung 12.1: Prinzipieller Aufbau eines Geophons

Neben diesem Bauprinzip wurden in letzter Zeit auch geophonähnliche *MEMS*[1]-Meßaufnehmer entwickelt (siehe [13]), welche im Gegensatz zu herkömmlichen Geophonen nicht mit Hilfe eines induktiven Aufnehmers die Geschwindigkeit der ausgelenkten Masse, sondern vielmehr kapazitiv deren Position in Bezug auf den Instrumentenrahmen bestimmen (siehe hierzu Abschnitt 5.7.3).

Nach [13] erstreckt sich der Frequenzbereich von Meßaufnehmern dieses Prinzips von 0Hz bis hinauf zu 800Hz, was sie vor allem für Untersuchungen im Zusammenhang mit Erdölexplorationen interessant macht. Hinsichtlich Beschleunigungen sind hier Werte bis hinab zu 10^{-7}g zu detektieren – bei einem Gesamtgewicht des Aufnehmers von 1 Gramm und einem Volumen von nur $\frac{1}{2}$cm^3.

12.2 Die Dämpfung von Geophonen

In der Regel erfolgt die Dämpfung von Geophonen durch einen externen Dämpfungswiderstand, der parallel zur Tauchspule angeschlossen ist und einen Stromfluß durch diese Spule zur Folge hat, welcher wiederum ein Magnetfeld um die Spule herum aufbaut, welches eine Dämpfung der Spulenbewegung innerhalb des Topfmagneten hervorruft (siehe auch Abschnitt

[1] Mikro-Elektro-Mechanische-Systeme

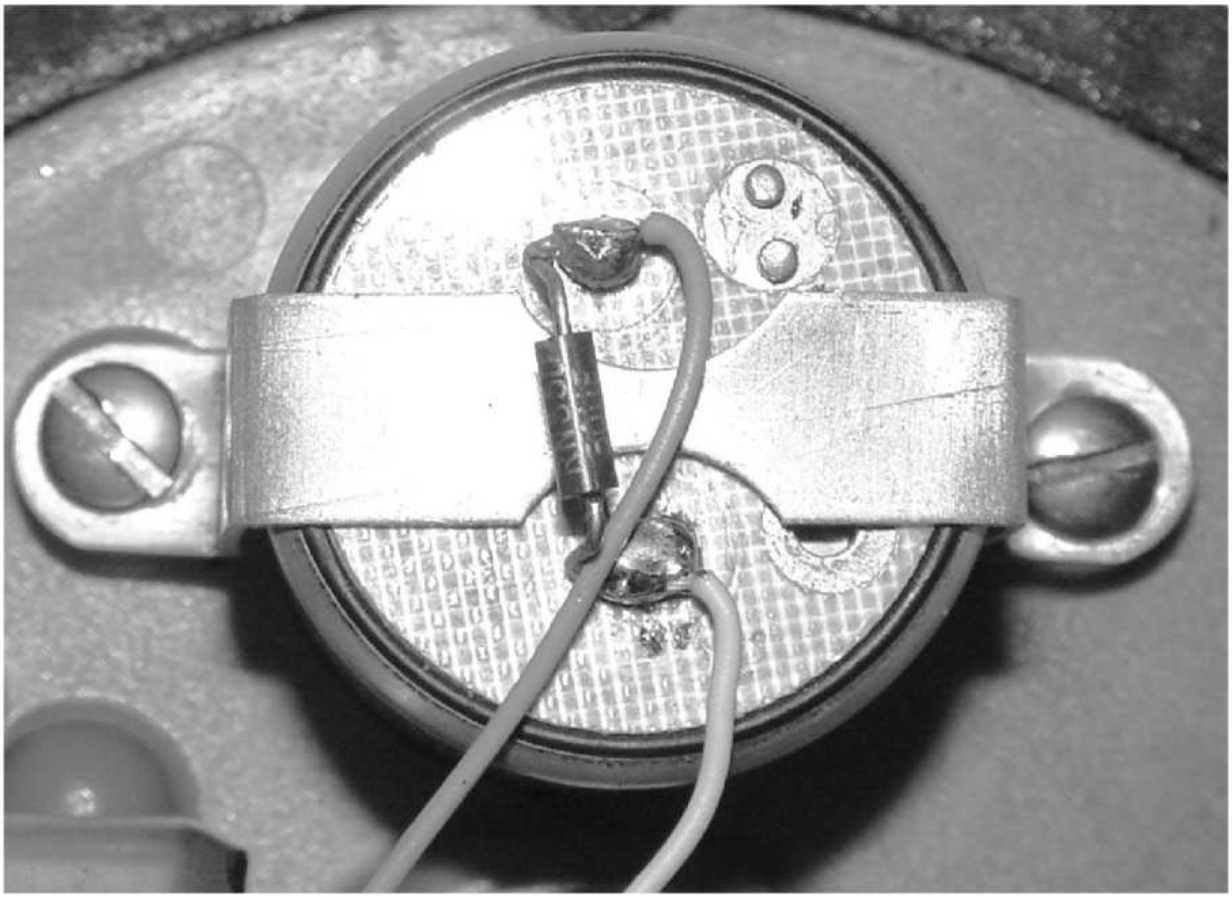


Abbildung 12.2: Typischer Dämpfungwiderstand eines Geophons

5.7.1). Abbildung 12.2 zeigt exemplarisch einen solchen externen Dämpfungswiderstand eines typischen Geophons mit einer Eigenfrequenz von 4.5Hz.

Wie bereits in Abschnitt 5.7.1 beschrieben, läßt die durch einen solchen Widerstand hervorgerufene Dämpfungswirkung steigern, indem ein negativer Widerstand (siehe Abbildung 5.7) zum Einsatz kommt – ein Verfahren, das auch in der Praxis eingesetzt ([23][S.3]) und näher in Abschnitt 14 behandelt wird. Übrigens sollten beim Transport von Geophonen die Spulen kurzgeschlossen werden, um mechanische Beschädigungen, wie sie extreme Massenauslenkungen durch Stöße oder Stürze hervorrufen können, zu verhindern.

12.3 Ein Dreiachsengeophon als Beispiel

Abbildung 12.3 zeigt das Gehäuse eines Dreiachsengeophons, wie es beispielsweise bei Explorationsuntersuchungen eingesetzt wird. Das Gehäuse enthält drei voneinander unabhängige Geophone, die jeweils rechtwinklig



Abbildung 12.3: Seitliche Ansicht des Gehäuses eines Dreiachsengeophons

zueinander montiert sind, so daß jedes Geohpon bezüglich Schwingungen einer bestimmten Raumachse empfindlich ist, wie Abbildung 12.4 zeigt.

Im vorliegenden Fall handelt es sich bei den eingesetzten Geophonen um Aufnehmer mit einer Eigenfrequenz von 4.5Hz, die somit in erster Linie für die Detektion nahseismische Ereignisse geeignet sind (wie das Erdbeben von Aachen am 22. Juli 2003 mit einer Stärke von 4.9 sehr eindrucksvoll zeigte, sind mitunter auch seismisch eher ruhige Gebiete wie Deutschland ausgesprochen aktiv und auch für Geophonuntersuchungen von Interesse).

Das Instrument wurde gebraucht für etwa 60 US-Dollar erworben (siehe hierzu beispielsweise Anhang B.1). Nicht abgebildet sind drei schraubbare Füße, mit denen das Instrument in weichem Erdreich verankert werden kann. Bei Betrieb auf einer Betonplatte hat es sich bewährt, das Instrument einfach flach auf den Boden zu legen und senkrecht von oben mit Hilfe eines Gewichtes zu beschweren, um ein guten Kontakt mit dem Untergrund zu gewährleisten.

Die folgenden Abschnitte stellen einen dreikanaligen Verstärker vor, der für den Betrieb des abgebildeten Geophons, jedoch auch für andere Instru-

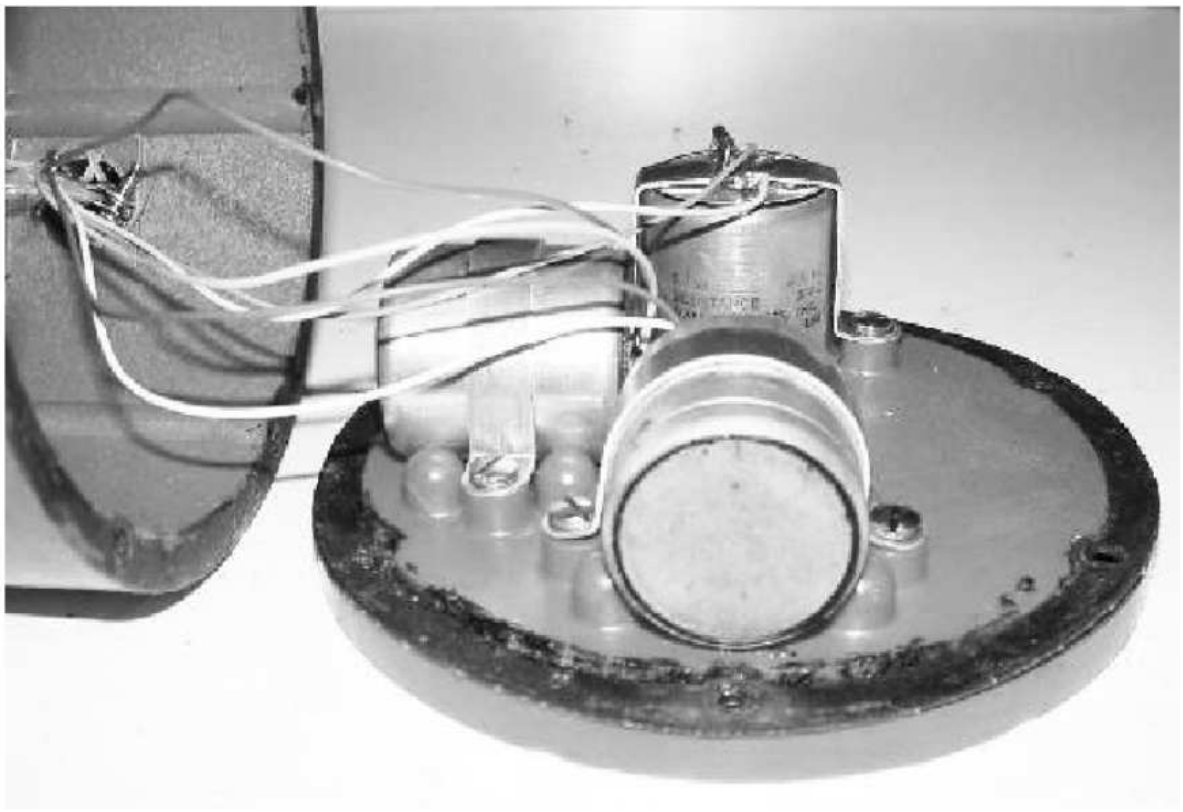


Abbildung 12.4: Innenansicht des Dreiachsengeophons

mente, beispielsweise solche mit niedrigerer Grenzfrequenz geeignet ist. Besonderes Kennzeichen dieses Verstärkers ist, daß mit Hilfe eines einzigen Potentiometers der Verstärkungsfaktor für alle drei Kanäle stufenlos und gleichmäßig eingestellt werden kann.

Kapitel 13

Ein Drei-Kanal-Geophonverstärker

Die folgenden Abschnitte beschreiben einen Verstärker, der speziell auf die Erfordernisse, welche der Einsatz eines Dreiachsengeophons wie dem in Abschnitt 12.3 beschriebenen mit sich bringt, zugeschnitten wurde. Hierzu gehört neben einer hohen Verstärkung, die im vorliegenden Fall nahezu 10^5 erreichen kann, die Möglichkeit, die Verstärkung aller drei Kanäle mit nur einem einzigen Bedienelement kontinuierlich zu beeinflussen, so daß stets eine maßstäbliche Vergleichbarkeit der Meßdaten aller Kanäle gewährleistet ist.

13.1 Vorbetrachtungen

Im Grunde spricht nichts gegen die Verwendung eines Verstärkers wie des in Abschnitt 8 beschriebenen im Zusammenhang mit Geophonen. Wird jedoch beispielsweise ein dreiachsiges Instrument verwendet, müssen entsprechend auch drei solcher einkanaligen Verstärker eingesetzt werden. Der größte Nachteil einer solchen Installation liegt in der Notwendigkeit, die Verstärkung aller drei Kanäle synchron einstellen zu können. Sicherlich ist es keine allzu große Hürde, drei Verstärker auf dieselbe Verstärkung einzustellen, eleganter wäre jedoch eine Lösung, bei welcher alle drei Kanalverstärker mit einem einzigen Bedienelement gesteuert werden könnten.

In der vorliegenden Schaltung wurde ein Ansatz gewählt, der nicht darauf beruht, mittels eines mehrlagigen und mehrstufigen Umschalters die Rückkopplungswiderstände der drei Verstärkerstufen direkt umzuschal-

ten. Vielmehr kommt ein vierkanaliger spannnungsgesteuerter Verstärker, von dem jedoch nur drei Kanäle verwendet werden, zum Einsatz, der als spannungsgesteuerter Abschwächer dient und zwischen zwei getrennten Verstärkerstufen mit fester Verstärkung angeordnet ist.

13.2 Die Schaltung

Die Schaltung des 3-Kanal-Geophon-Verstärkers umfaßt folgende Baugruppen, welche in den sich anschließenden Abschnitten näher erläutert werden:

- Eine Eingangsstufe, bestehend aus einer kleinen Schutzschaltung und einem Verstärker mit einer fest eingestellten Verstärkung von etwa 1000,
- einen 4-Kanal-Abschwächer, dem
- eine Tiefpaßfiltereinheit folgt, die wiederum
- die eigentlichen Ausgangsstufen ansteuert, welche selbst pro Kanal einen weiteren Verstärker mit fester Verstärkung von etwa 100 besitzen.

13.2.1 Die Eingangsstufen

Die Schaltung der 3-Kanal-Eingangsstufe des Geophon-Verstärkers ist in Abbildung 13.1 dargestellt. Auf der Eingangsseite findet sich zunächst ein dreifach-Umschalter, mit dessen Hilfe alle Eingänge des Verstärkers wahlweise auf Masse oder auf die Eingangsbuchsen gelegt werden können – eine Einrichtung, die vor allem für den Offsetabgleich der Kanäle sehr praktisch ist.

Diesem Umschalter schließt sich eine einfache Schutzschaltung an, deren wesentlicher Bestandteil jeweils zwei antiparallel geschaltete Dioden sind, um Überspannungen gegen Masse abzuleiten.

Den Abschluß der Eingangsstufe stellt ein Operationsverstärker mit einer festen Verstärkung von ca. 1000-fach dar, in dessen Rückkopplungszweig zur Unterdrückung von Schwingneigungen ein 2.2nF Kondensator eingebaut ist. Weiterhin besitzt jeder dieser Verstärker ein Offset-Abgleich-Potentiometer, mit dessen Hilfe eine durch kleine Offsetströme am Eingang hervorgerufene Übersteuerung des jeweiligen Ausganges kompensiert werden kann[1].

[1] Es sich gezeigt, daß vor allem für lang andauernde Meßperioden an Stelle dieser Operationsverstärker Bausteine des Typs MAX430 ([28]) eingesetzt werden sollten, um ansonsten fast unvermeidliche Offsetabgleiche im Verlauf der Messung zu vermeiden.

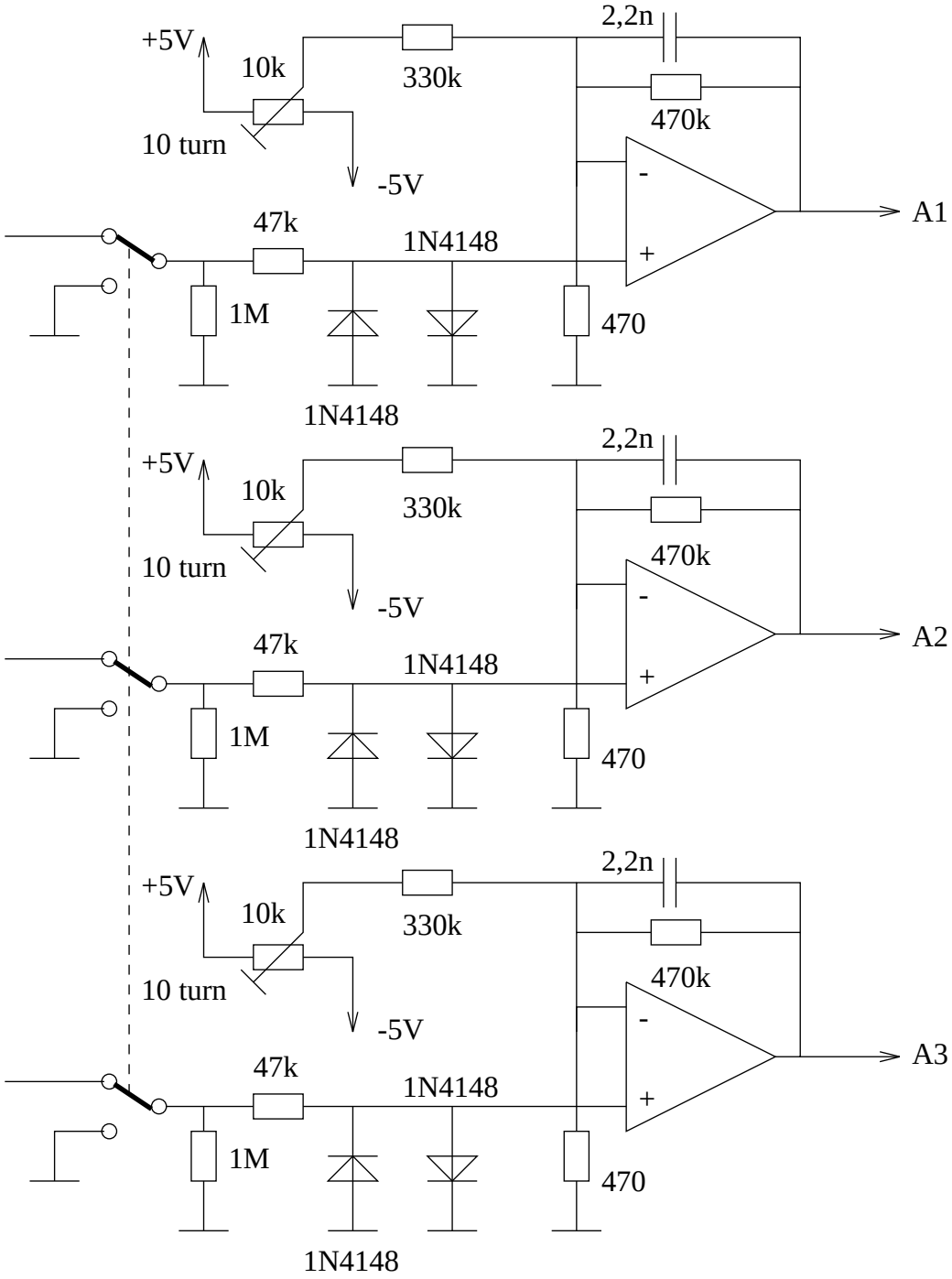


Abbildung 13.1: Die drei Eingangsstufen mit Schutzschaltung und erster Verstärkerstufe

13.2.2 Der spannungsgesteuerte Abschwächer

Um die Verstärkung der einzelnen Kanäle des Geophonverstärkers steuern zu können, folgt den Eingangsstufen ein spannungsgesteuerter Verstärker, der in der vorliegenden Schaltung als Abschwächer mit einer einstellbaren Abschwächung im Bereich von 0dB bis 40dB betrieben wird. Zum Einsatz kommt hier der Baustein SSM2164 von Analog Devices (siehe [2]), der vier unabhängige spannungsgesteuerte Verstärker, sogenannte VCAs[2] beinhaltet. Diese VCAs kommen in Verbindung mit einem nachgeschalteten Operationsverstärker zum Einsatz, da der SSM2164 im Grunde nur eine Stromsteuerung für die Eingänge dieses Folgeverstärkers implementiert.

Durch einen jedem dieser vier VCAs zugeordneten Steuereingang kann die Stromabschwächung (oder auch -verstärkung) in einem Bereich von +20dB bis hin zu -100dB extern kontrolliert werden. In der vorliegenden Schaltung dient der SSM2164 ausschließlich als Abschwächer in einem Bereich von 0dB bis -40dB, d.h. bei maximaler Abschwächung vermindert er ein Eingangssignal um den Faktor hundert.

Zu beachten sind beim Einsatz des SSM2164 im Grunde genommen nur drei Punkte:

1. Zum einen ist es aus Stabilitätsgründen nötig, jeden Eingang mit einem RC-Glied gegen Masse zu schalten (die Dimensionierung dieser Kombination mit 500 Ohm und 560pF in Abbildung 13.2 folgt den Vorgaben des SSM2164 Datenblattes).

2. Weiterhin schlägt das Datenblatt einen Kondensator im Rückkopplungszweig des nachfolgenden Operationsverstärkers vor, dessen Fehlen bislang jedoch keine offensichtlichen Probleme mit sich brachte.

3. Der letzte Punkt betrifffft die Steuerung der Abschwächung der einzelnen VCAs des SSM2164. Jegliche Störungen, die am Steuereingang anliegen, machen sich in großem Maße im Ausgangssignal der betreffenden Stufe bemerkbar, da ein direkter Einfluß der Steuergröße auf die Abschwächung/Verstärkung des Eingangsstromes vorliegt.

13.2.3 Die Abschwächungssteuerung

Die Erzeugung eines geeigneten Steuersignales für die VCAs des SSM2164 ist in Abbildung 13.3 dargestellt. Sie setzt sich im wesentlichen aus einem 10-Gang-Präzisionspotentiometer P2, das als Spannungsteiler zwischen

[2]Voltage Controlled Amplifier

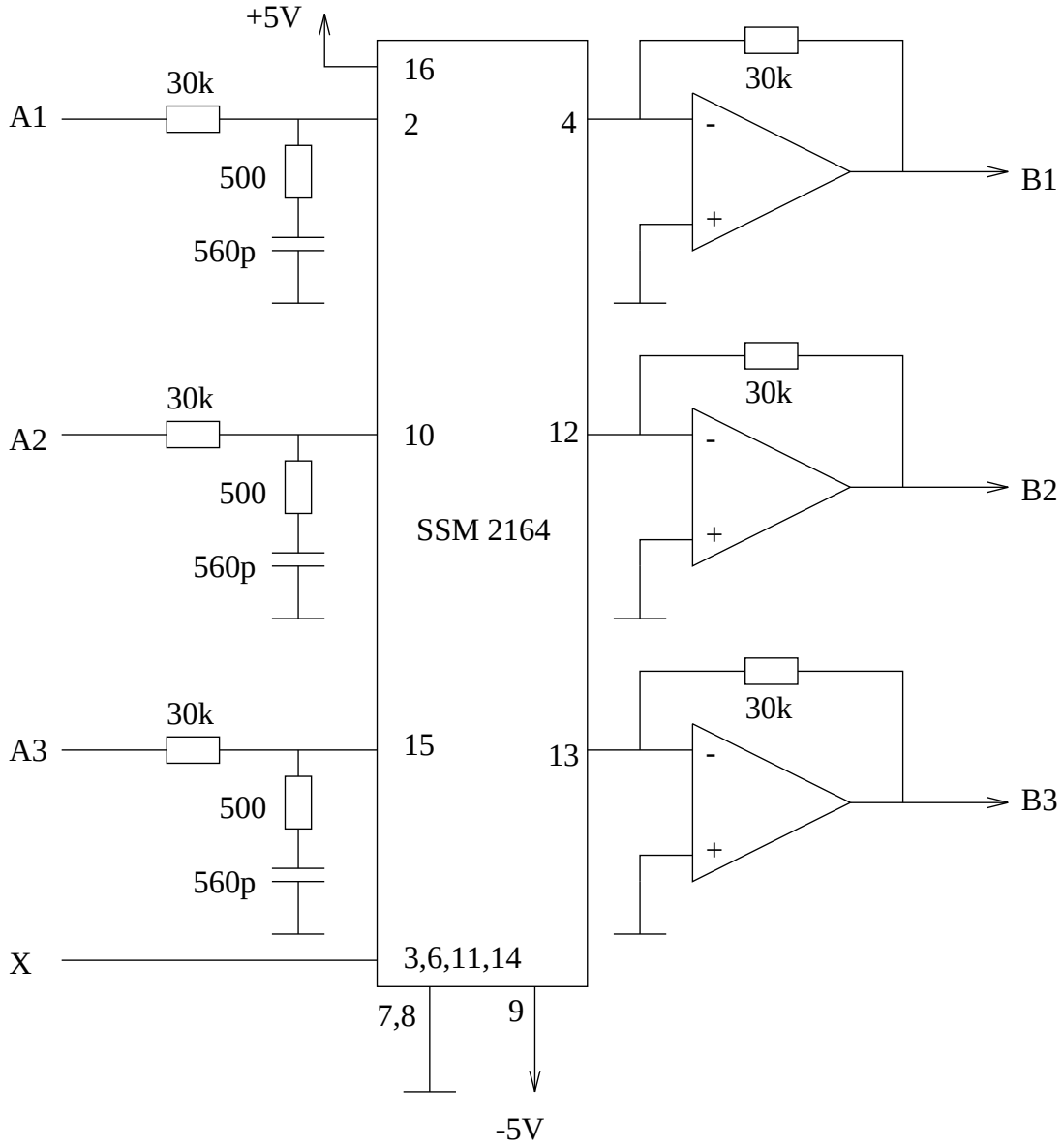


Abbildung 13.2: Der spannungsgesteuerte Abschwächer

dem Ausgang eines weiteren Spindeltrimmers P1, mit dessen Hilfe der Einstellbereich der Schaltung festgelegt werden kann, und Masse geschaltet ist, und einem nachgeschalteten Impedanzwandler zusammen, dessen Ausgang über einen 2.2μF Kondensator geglättet wird. Die solchermaßen erzeugte Steuerspannung kann allen vier Steuereingängen des SSM2164 parallel zugeführt werden.

13.2.4 Die Tiefpaßfilter

Nachdem das Eingangssignal nun zwischen 0dB und 40dB – je nach Einstellung des Abschwächers – abgeschwächt wurde, schließt sich ein einfaches Tiefpaßfilter für jeden der drei Kanäle an. Zum Einsatz kommt in der in Ab-

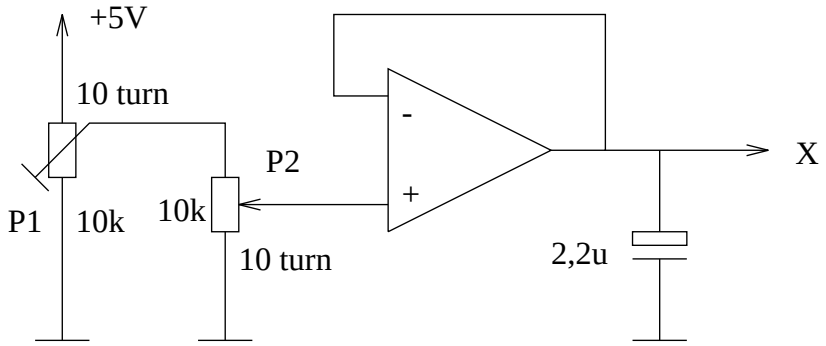


Abbildung 13.3: Die Abschwächungssteuerung

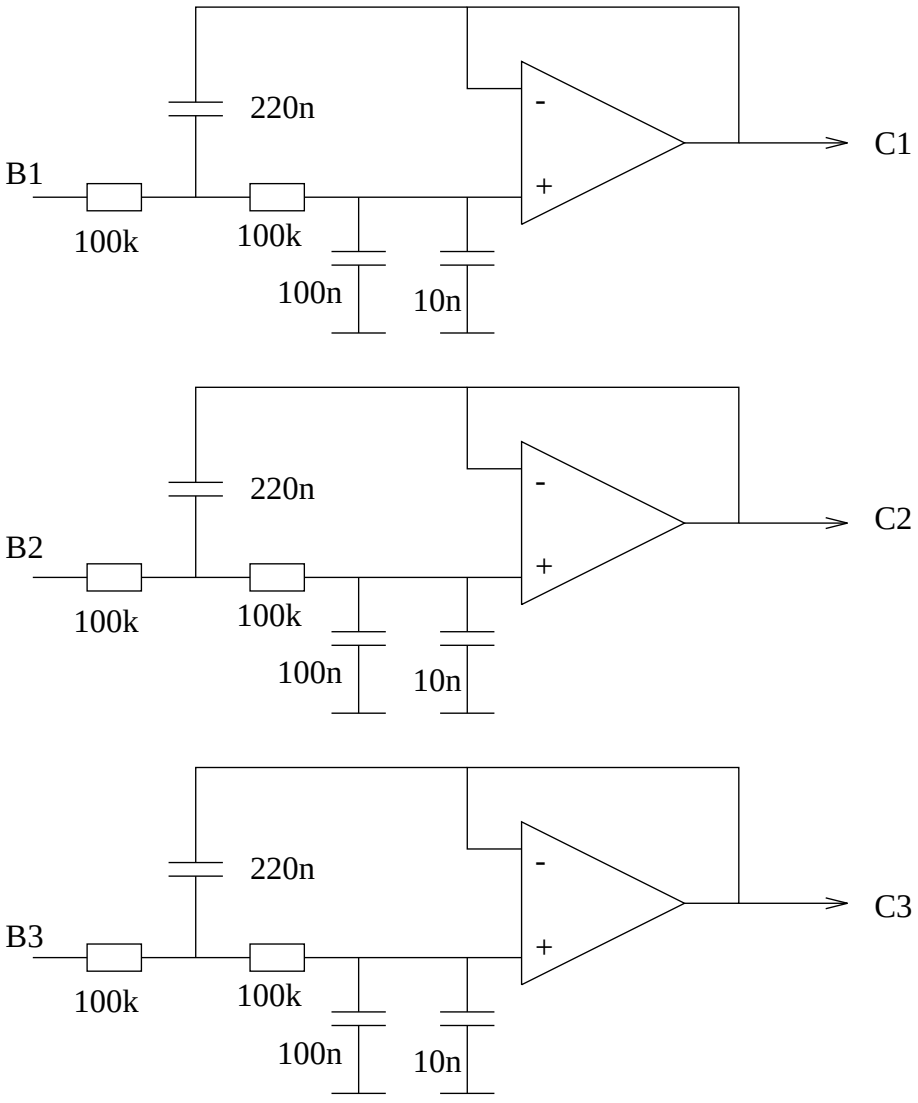


Abbildung 13.4: Die Butterworthfilter 2. Grades mit $f_g = 10\text{Hz}$

bildung 13.4 dargestellten Baugruppe jeweils ein Butterworth-Tiefpaßfilter zweiten Grades mit einer Grenzfrequenz von 10Hz. Dieser geringe Filtergrad ist vollkommen ausreichend, Störungen aus dem Lichtnetz hinreichend wirkungsvoll zu unterdrücken.

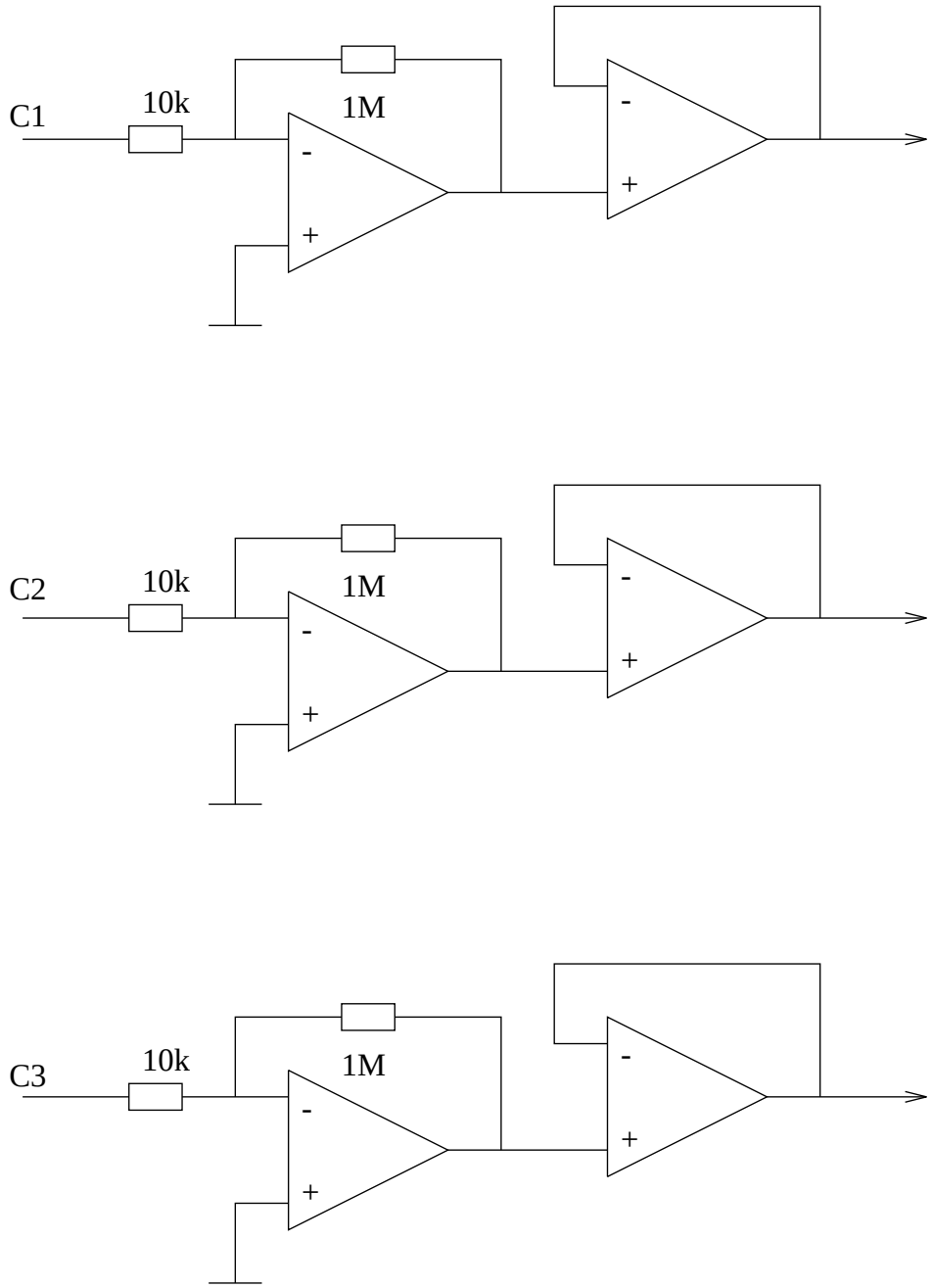


Abbildung 13.5: Die Ausgangsstufen

13.2.5 Die Ausgangsverstärker

Das solchermaßen aufbereitete und verstärkte Eingangssignal wird nun den Ausgangsstufen des Geophon-Verstärkers zugeführt, die jeweils aus einem Verstärker mit fester Verstärkung von 100 und einer nachgeschalteten Impedanzwandlerstufe bestehen und in Abbildung 13.5 dargestellt sind.

13.2.6 Die Stromversorgung

Die Stromversorgung des Verstärkers entspricht der bereits in Abschnitt 8.2.4 dargestellten (siehe Abbildung 8.4) und besteht im Grunde genommen nur aus zwei Spannungsreglerbausteinen für die positive beziehungsweise negative Versorgungsspannung und ist in ihrem Aufbau vollkommen unkritisch.

13.3 Aufbau

Der Aufbau des 3-Kanal-Verstärkers ist verhältnismäßig einfach – je nach Wahl des Gehäuses gestaltet sich das Frontplattenlayout mitunter etwas diffizil, da hier doch deutlich mehr Elemente angeordnet werden müssen als bei der Einkanal-Variante aus Abschnitt 8.

Ein Beispiel für den Aufbau des oben beschriebenen Verstärkers findet sich in Abbildung 13.6. Am linken Bildrand befindet sich die Frontplatte des Verstärkers – gut zu erkennen sind (von links nach rechts) die Buchse sowie der Schalter für die Stromversorgung, die drei Ausgangs-BNC-Buchsen, darunter das 10-Gang-Potentiometer zur Verstärkungseinstellung, rechts daneben die drei Potentiometer zum Offsetabgleich für jeden der drei Kanäle sowie am rechten oberen Rand der Rückseite der Frontplatte der Umschalter, um die Verstärkereingänge wahlweise an das Instrument oder gegebenenfalls gegen Masse schalten zu können.

Am unteren Rand der Platine findet sich zunächst die Stromversorgung – links ist der negative, rechts der positive Spannungsregler zu erkennen. In der Bildmitte ist der VCA SSM2164 zu erkennen (bedauerlicherweise stand für den Prototypen leider kein Exemplar in einem DIP-Gehäuse zur Verfügung, so daß die SMD-Variante mit Hilfe von Wire-Wrap-Draht auf eine DIL-16-Fassung gelötet wurde, um mit dieser handlichen Version arbeiten zu können).

Die vier restlichen integrierten Bausteine sind jeweils vom Typ TL084, d.h. vierfach-Operationsverstärker ohne externen Offseteingang. Gut zu erkennen sind die Kondensator-Widerstandsnetzwerke für die Filterstufen.

13.4 Abgleich

Der Abgleich des Verstärkers gestaltet sich leider etwas komplizierter als der des Einkanal-Verstärkers, da nicht nur ein Offsetabgleich der drei Kanäle durchgeführt, sondern darüberhinaus auch der Einstellbereich des

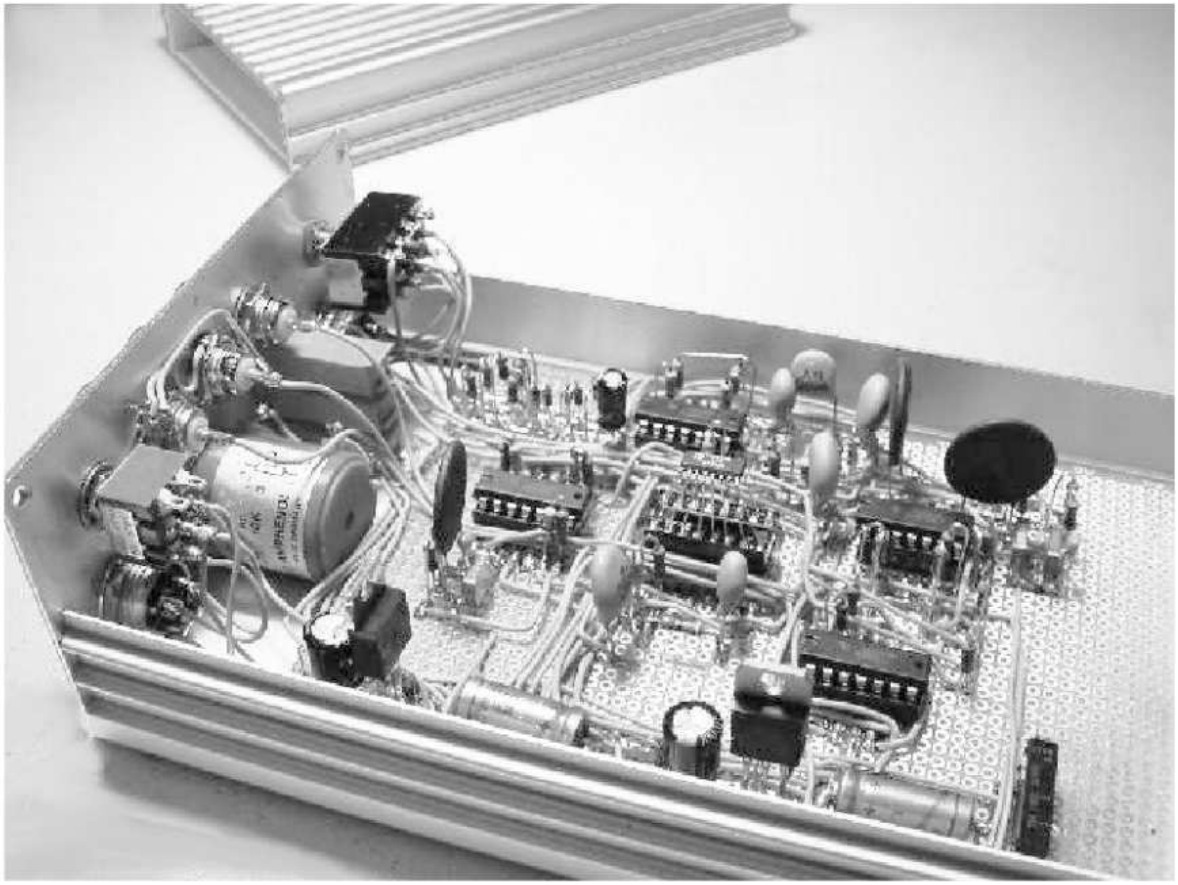


Abbildung 13.6: Die Innenansicht des fertig aufgebauten 3-Kanal-Geophonverstärkers

Abschwächers eingestellt werden muß. Hierfür ist zunächst mit P1 eine Spannung von 1.32V am Kopfpunkt von P2 einzustellen, was einer maximalen Abschwächung des SSM2164 von 40dB bei voll geöffnetem Potentiometer P2 entspricht.

Für den nun folgenden Offsetabgleich der drei Kanäle ist zunächst P2 auf minimale Abschwächung des SSM2164 (d.h. auf 0V am Schleifer von P2) und damit auf maximale Verstärkung der Gesamtschaltung zu stellen. Mit Hilfe der drei Offsetpotentiometer der Eingangsstufen ist die Schaltung derart abzugleichen, daß bei mit Hilfe des dreipoligen Umschalters kurzgeschlossenen Eingängen die drei Ausgänge des Versärkers möglichst nahe bei 0V zu liegen kommen.

Kapitel 14

Ein Geophonverstärker mit negativer Impedanz

Während der im vorangegangenen Abschnitt 13 beschriebene Dreikanalverstärker für den Einsatz mit Geophonen, die mit Hilfe eines externen Widerstandes passiv gedämpft werden, gedacht ist, beruht die im folgenden beschriebene Schaltung auf der in Abschnitt 5.7.1 vorgestellten aktiven Dämpfung eines induktiven Aufnehmers durch eine negative Impedanz, wodurch sich die Eigenfrequenz des angeschlossenen induktiven Aufnehmers verringern läßt, was wiederum den Einsatz von Geophonen zur Detektion teleseismischer Ereignisse möglich macht.

14.1 Die Schaltung

Als Grundlage für den folgenden Verstärker dient die Schaltung des Verstärkers aus Kapitel 8, wobei lediglich dessen Eingangsstufe modifiziert wird: Anstelle des bei einem Geophon normalerweise vorhandenen Widerstandes, der zur Dämpfung der Schwingspule parallel zu dieser geschaltet ist, findet hier ein sogenannter *NIC*[1] Anwendung, der aus einem rellen, positiven Dämpfungswiderstand einen negativen Widerstand erzeugt.

Abbildung 14.1 zeigt die vollständige Eingangsstufe des Verstärkers, die drei verschiedene Betriebsarten ermöglicht, zwischen denen mit Hilfe des Stufenschalters S2 selektiert werden kann:

[1] *N*egative *I*mpedance *C*onverter

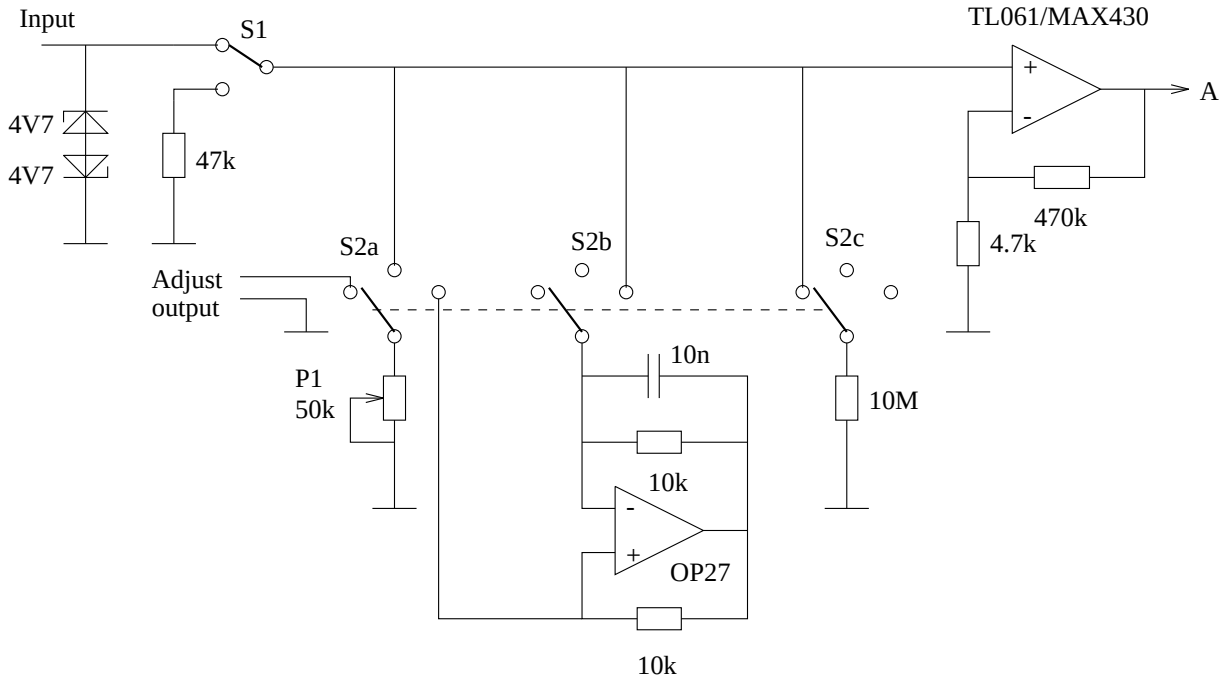


Abbildung 14.1: Die Eingangsstufe des Verstärkers mit negativer Impedanz

Verstärker mit hohem Eingangswiderstand: Dieser Modus ist beispielsweise für den Betrieb mit Geophonen, welche über einen eigenen Dämpfungswiderstand verfügen, verwendbar und entspricht der linken Schalterstellung von S2. Dem Eingang ist in diesem Fall lediglich ein 10M Widerstand parallel geschaltet. Weiterhin sind in dieser Betriebsart die beiden Anschlüsse des Dämpfungswiderstandes P1 auf zwei Buchsen geschaltet, an welche ein Ohmmeter für den Abgleich des Potentiometers angeschlossen werden kann.

Passive Dämpfung des angeschlossenen Geophons: Parallel zum Verstärkereingang liegt bei mittlerer Stellung von S2 das 10-Gang-Potentiometer P1, das auf den jeweils verwendeten Geophontyp eingestellt wird, um eine ausreichende passive Dämpfung zu garantieren.

Eingang mit negativer Impedanz: In der rechten Stellung von S2 liegt parallel zum Eingang des Verstärkers eine mit Hilfe des Operationsverstärkers OP27 gebildete negative Impedanz, deren Größe mit Hilfe von P1 eingestellt werden kann und normalerweise etwa $\frac{4}{5}$ des Spulenwiderstandes des verwendeten Geophons betragen sollte.

14.2 Aufbau

Der Aufbau des Verstärkers gestaltet sich verhältnismäßig einfach – nach der Eingangsstufe aus Abbildung 14.1 folgen die Stufen des Verstärkers aus Abschnitt 8, die bereits in den Abbildungen 8.2, 8.3 und 8.4 dargestellt wurden.

Abbildung 14.2 zeigt die Frontplatte des fertigen Verstärkers – links unten ist der als Lemo-Buchse ausgeführte Verstärkereingang zu sehen, über welchem sich zwei 4mm-Buchsen finden, an die ein Ohmmeter für den Abgleich des Dämpfungswiderstandes P1 angeschlossen werden kann. Daneben finden sich oben zunächst der Schalter S1, mit dessen Hilfe der Verstärkereingang kurzgeschlossen werden kann, sowie der Stufenschalter S2 zur Auswahl der gewünschten Betriebsart.

Rechts hiervon befinden sich das Potentiometer zum Offsetabgleich des Verstärkers (siehe Abbildung 8.3) sowie das 10-Gang-Potentiometer P1, mit dessen Hilfe die Dämpfung des angeschlossenen Geophons eingestellt werden kann. Auf der rechten Seite sind letztlich der Stufenschalter für die Auswahl des Verstärkungsfaktors sowie die Ausgangsbuchse (BNC) angeordnet. Die Verbindung zur Stromversorgung erfolgt über einen Anschluß auf der Rückseite des Gehäuses.

14.3 Abgleich

Im wesentlichen gilt für den Abgleich des Verstärkers alles bereits in Abschnitt 8.2.6 gesagte, wobei jedoch durch die beiden Betriebsmodi mit passiver beziehungsweise aktiver Dämpfung zusätzliche Einstellung nötig werden (mittlere und rechte Stellung von S2).

14.3.1 Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

In dieser Betriebsart, die der linken Stellung von S2 entspricht, muß lediglich ein Offsetabgleich entsprechend den Angaben aus Abschnitt 8.2.6 erfolgen.

14.3.2 Verstärker mit passiver oder aktiver Dämpfung

Beide Betriebsarten verhalten sich hinsichtlich des notwendigen Verstärkerabgleiches gleich, so daß sie auch gemeinsam behandelt werden können.

Zunächst erfolgt das Einstellen des Dämpfungspotentiometers P1 – hierzu wird S1 in seine linke Stellung gebracht, wodurch die beiden Anschlüsse



Abbildung 14.2: Die Frontplatte des NIC-Verstärkers

von P1 an die beiden 4mm-Buchsen auf der linken Seite der Frontplatte gelegt werden, so daß mit Hilfe eines externen Ohmmeters eine exakte Einstellung von P1 auf den gewünschten Wert ermöglicht wird.

Soll im folgenden mit passiver Dämpfung durch P1 gearbeitet werden, wird nach erfolgter Einstellung des Potentiometers S1 in seine Mittenstellung gebracht, woran sich der Offsetabgleich des Verstärkers mit Hilfe des Offsetpotentiometers (siehe Abbildung 8.3) anschließt.

Entsprechend ist bei gewünschter aktiver Dämpfung mit Hilfe des NIC nach Einstellung von P1 der Schalter S1 in seine rechte Stellung zu bringen – der Offsetabgleich des Hauptverstärkers erfolgt auch hier wie gewohnt. Durch die Beschaltung des NIC ist sichergestellt, daß der in der linken Stellung von S1 an den beiden 4mm-Buchsen gemessene reelle Widerstand betragsmäßig gleich der negativen Eingangsimpedanz des Verstärkers in der rechten Stellung von S1 ist.

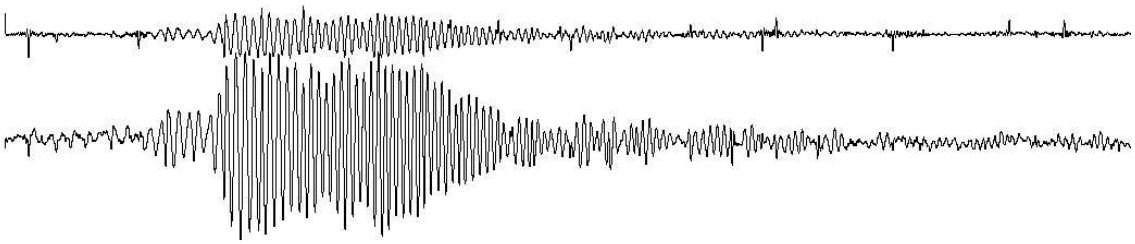


Abbildung 14.3: Guatemala, 3. Mai 2004, 05:12:40, Stärke 5.7

14.4 Meßbeispiel

Den Effekt der Periodenverlängerung, welcher mit Hilfe aktiver Dämpfung eines Geophons mit oben beschriebenem Verstärker erzielt werden kann, zeigt eindrucksvoll Abbildung 14.3. Zu sehen ist hier ein Erdbeben, das am 3. Mai 2004 in Guatemala stattfand und eine Stärke von 5.7 aufwies.

Dargestellt sind zwei erfasste Kanäle, deren Meßwerte jeweils ein digitales Tiefpaßfilter mit einer oberen Grenzfrequenz von 0.2Hz durchliefen. Beide Kanäle wurden mit Hilfe zweier identischer Geophone mit einer Eigenfrequenz von 1Hz und einem Spulenwiderstand R_s von 50k erfasst. Beide Geophone besaßen bei dieser Messung die gleiche Raumausrichtung und waren in Ost-West-Richtung orientiert.

Der obere Kanal wurde mit Hilfe des Verstärkers aus Abschnitt 8 verstärkt, während der untere Kanal mit dem hier beschriebenen Verstärker aufbereitet wurde. Dabei wurde die Betriebsart mit negativer Eingangsimpedanz genutzt; die Einstellung von P1 entsprach $\frac{4}{5}R_s$. Entsprechend wurde das Geophon des oberen Kanals mit einem reellen Widerstand von 40k passiv gedämpft. Die Signale beider Instrumente wurden 10^4-fach verstärkt.

Wie zu erwarten, ist das Signal des oberen Kanals verhältnismäßig klein – aufgrund der großen Entfernung des Epizentrums zur Meßstation überwiegen sehr niederfrequente Oberflächenwellen, deren Frequenz deutlich unter 1Hz liegt, so daß das 1Hz Geophon als induktiver Aufnehmer für diese Wellen verhältnismäßig unempfindlich ist.

Ganz anders stellt sich die Situation für den unteren Kanal dar – obwohl auch hier ein 1Hz-Geophon zum Einsatz kommt, wird dessen Eigenperiode durch die Dämpfung mit Hilfe der negativen Eingangsimpedanz des Verstärkers auf ca. $\frac{1}{5}$Hz verschoben, so daß das Instrument wesentlich empfindlicher für die niederfrequenten Anteile der seismischen Wellen am Meßort ist.

Mit Hilfe eines Verstärkers mit negativer Impedanz lassen sich also mitunter auch verhältnismäßig preisgünstige Instrumente hinsichtlich ihrer Eigenfrequenz in Richtung tieferer Frequenzen beeinflussen, ohne sofort auf Breitbandseismometer mit aktivem Feedback zurückgreifen zu müssen. Mit einem Verstärker wie dem hier vorgestellten lassen sich beispielsweise sehr preiswerte 4.5Hz Geophone noch sicher auf eine Eigenfrequenz von etwa 1Hz verschieben, wie sie sonst nur wesentlich teurere Instrumente aufweisen.

Nach den bislang vorgestellten seismischen Meßinstrumenten widmen sich die folgenden Abschnitte mit dem Erdmagnetfeld einem anderen geophysikalischen Effekt und dessen Messung.

Kapitel 15

Das Erdmagnetfeld

Nachdem nun eine Reihe verschiedene Meßinstrumente für die Registrierung seismischer Ereignisse vorgestellt wurde, befassen sich die anschließenden Abschnitte mit der Messung eines anderen Phänomens, den Schwankungen des Erdmagnetfeldes, wie sie auf Prozesse im flüssigen Erdkern, aber auch – und vor allem, wenn es sich um kurzfristige Variationen handelt – beispielsweise auf Prozesse in der Ionosphäre, hervorgerufen durch elektrisch geladene Teilchen des Sonnenwindes, zurückzuführen sind.

15.1 Geschichtlicher Hintergrund

Die systematische Erforschnung der Erdmagnetfeldes in der westlichen Welt begann mit der Veröffentlichung des epochalen Werkes „De Magnete“ von William Gilbert[1] im Verlag *Chiswick Press* im Jahre 1600.

Gilbert gelang es, die bis dahin unerklärliche und mystische Ausrichtung von Kompaßnadeln, wie sie in der Seefahrt bereits lange Zeit gebräuchlich waren[2], in Nord- beziehungsweise Südrichtung, zu erklären, nachdem er erkannt hatte, daß die Erde selbst einen Magneten darstellt, innerhalb dessen Magnetfeldes sich die Kompaßnadeln orientieren.

[1] William Gilbert: 1544 – 1603, späterer Leibarzt von Königin Elisabeth der 1. von England.

[2] Der erste brauchbare Kompaß geht zurück auf die chinesische Qin-Dynastie, die in der Zeit von 221 bis 206 vor Christus bestand. Dieses Instrument bestand im wesentlichen aus einem Stück Magnetit, Magneteisenstein, das in Form eines Schöpflöffels gearbeitet war, der auf einer Bronzeplatte auflag und sich unter dem Einfluß der Erdmagnetfeldes verhältnismäßig reibungsarm drehen konnte (siehe [24]).

Gilberts Charakterisierung des Erdmagnetfeldes als einfaches Dipolfeld, wie es auch von einem Stabmagneten hervorgerufen würde, ist zwar nicht vollkommen korrekt, da auch Mehrpoleinflüsse vorliegen, ist jedoch für die Mehrzahl aller navigatorischen und kommerziellen Anwendungen in der Regel ausreichend.

Seine Erkenntnisse erlangte Gilbert durch Experimente, die er mit einer magnetisierten Metallkugel durchführte, an deren Oberfläche er eine Kompaßnadel entlangführte, deren Verhalten in guter Übereinstimmung dem einer Kompaßnadel auf der Erde entsprach. Auch die Neigung einer Kompaßnadel aus Horizontalen[3] und damit die Krümmung der diesen Effekt hervorrufenden Feldlinien konnte Gilbert auf diese Art und Weise erklären.

Ein weiterer Erkenntnisschritt gelang im Jahre 1820 dem dänischen Physiker Hans Christian Ørsted[4], der beobachtete, daß ein stromdurchflossener Leiter in der Lage war, eine in räumlicher Nähe zu ihm angeordnete Kompaßnadel abzulenken.

1832 begannen der deutsche Mathematiker Carl Friedrich Gauss[5] und sein Assistent Wilhelm Weber[6] mit kontinuierlichen Beobachtungen des Erdmagnetfeldes und begründeten hiermit das weltweit erste erdmagnetische Observatorium[7]. Gauss und Weber sind nicht zuletzt erheblich verbesserte Meßmethoden zu verdanken, so zum Beispiel die Torsionsfadenaufhängung der Nadel mit Spiegelablesung, etc. Darüberhinaus entsprang ihren Arbeiten (siehe [48][S.26]) die Idee, alle Maßeinheiten auf drei Grundeinheiten (Masse, Länge und Zeit) zurückzuführen[8].

[3] Diese Neigung aus der Horizontalen wird als *Inklination* bezeichnet und kann ortsabhängig Maße annehmen, die es mitunter unmöglich machen, einen Kompaß, der für den Einsatz in Europa entwickelt wurde, beispielsweise in Australien einzusetzen, da hier die Kompaßnadel einseitig auf dem Boden der Kompaßdose aufläge.

[4] Hans Christian Ørsted: 1777 – 1851, sein Name wurde 1932 als Bezeichnung für die magnetische Feldstärke eingeführt.

[5] Carl Friedrich Gauss: 1777 – 1855

[6] Wilhelm Weber: 1813 – 1894

[7] Sowohl Gauss' als auch Webers Name leben in Form der gleichnamigen Einheitenbezeichnungen weiter.

[8] Weiterhin muß erwähnt werden, daß als ein Resultat der magnetischen Forschungen von Gauss und Weber der elektromagnetische Telegraph zu nennen ist. Nach [48][S.27] sprach Gauss im Anschluß an diese Entwicklung aus, „daß nun nichts anderes als technische und finanzielle Fragen zu lösen seien, um zu einem Nachrichtensystem über die ganze Erde zu gelangen."

15.2 Ursachen, Einflüsse und Einheiten

Unklar war jedoch auch nach all' diesen Entdeckungen und Untersuchungen, worin das Erdmagnetfeld letztlich seinen Grund hatte[9]. Erste Annahmen, dass die Erde selbst einen gigantischen Permanentmagneten darstellen könnte, wurden schnell entkräftet – bereits in wenigen zehn Kilometern Tiefe herrschen Temperaturen, die über dem sogenannten *Curie-Punkt* liegen. Der Curie-Punkt eines Materials bezeichnet die Temperatur, bei welcher das Material seine magnetischen Eigenschaften verliert. Erhitzt man beispielsweise einen zuvor magnetisierten Eisenstab über die Curie-Temperatur von Eisen, die 774°C beträgt, verliert er seine Magnetisierung.

Da die Temperatur von der Erdkruste bis in das Innere des Erdkernes, wie Abbildung 15.1 nach [20][S.29] und [44][S.7] zeigt, um etwa 6000K steigt, scheiden folglich permanentmagnetische Effekte zur Erklärung des Erdmagnetfeldes aus.

Das Erdmagnetfeld beruht im wesentlich auf einem elektrodynamischen Effekt, dem sogenannten *Geodynamo*, der seinerseits auf Wirbelströmen im flüssigen, hauptsächlich aus Eisen bestehenden äußeren Erdkern beruht. In diesem bilden sich durch die *Corioliskraft*[10] sowie durch Konvektionsströmungen Wirbel aus, die letztlich wiederum elektrische Ströme zur Folge haben, die mit einem sie umgebenden Magnetfeld einhergehen.

Daß ein solcher Geodynamo, der im wesentlichen auf Wirbelströmen innerhalb eines flüssigen Metalles beruht, tatsächlich funktioniert, konnte im Rahmen eines Großexperimentes am Forschungszentrum Karlsruhe nachgewiesen werden (siehe [44] beziehungsweise [35]). Hierbei wurde ein „Dynamomodul“ entwickelt, in dessen Innerem flüssiges Natrium entlang komplexer Wirbelmuster rotierte.

Dieser Effekt macht den größten Teil des uns umgebenden Erdmagnetfeldes aus – hinzu kommen magnetische Effekte aus der Erdkruste, die auf einer remanenten Magnetisierung der Erdkrustenmaterialien beruhen, die aus der Tiefe der mittelozeanischen Rücken mit einer Temperatur, die wesentlich über ihrem Curiepunkt liegt, aufsteigen. Im Verlauf des Aufstieges sinkt die Temperatur langsam unter den Curiepunkt, was quasi ein „Einfrieren“ des umgebenden Feldes zur Folge hat.

---

[9] Einen schönen Überblick über das Erdmagnetfeld gibt beispielsweise [25].

[10] Bewegt sich auf der rotierenden Erde ein Teilchen beispielsweise in Nord-Süd-Richtung, wird es von einer geradlinigen Bahn durch die Corioliskraft abgelenkt. Dies ist plausibel, da sich die Geschwindigkeitsdifferenz zwischen dem wandernden Teilchen und der Erdoberfläche bei Annäherung von Norden an Äquator vergrößert, beziehungsweise vom Äquator nach Süden hin verringert. Die Corioliskraft ist eine sogenannte *Scheinkraft*, sie ist also nicht in der Lage, Arbeit zu verrichten.

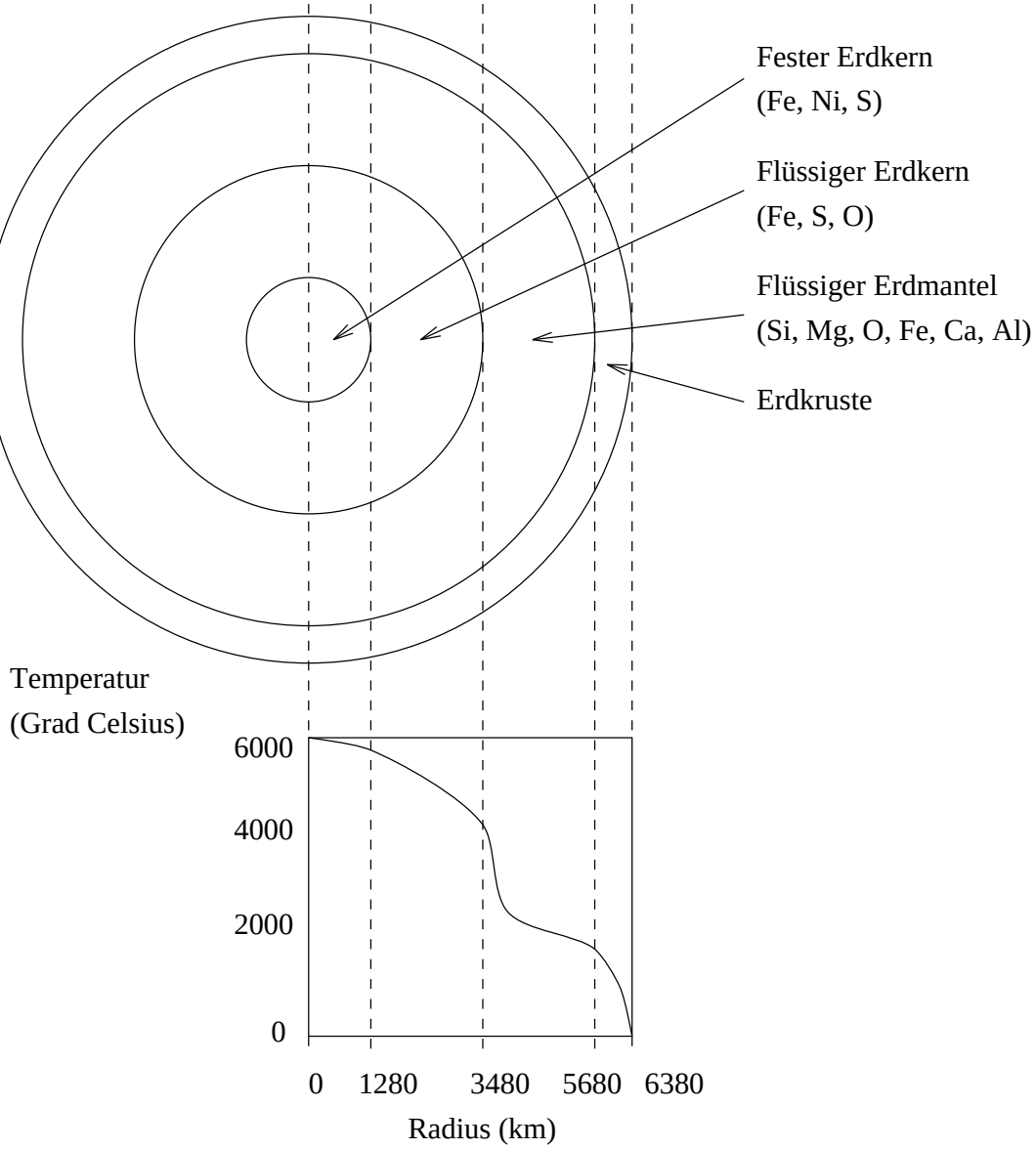


Abbildung 15.1: Innere Struktur der Erde

Solchermaßen gespeicherte Informationen über das Erdmagnetfeld zum Zeitpunkt der Abkühlung der Gesteine lassen Rückschlüsse auf Stärke und Ausrichtung des Erdmagnetfeldes innerhalb eines Zeitraumes von vielen 100 Millionen Jahren zu. Hierbei hat sich herausgestellt, daß das Erdmagnetfeld mitnichten stabil ist – weder hinsichtlich seiner Stärke, noch bezüglich seiner Ausrichtung; vielmehr fanden in verhältnismäßig regelmäßigen, wenn auch langen Abständen Umpolungen des Feldes statt, d.h. Nord- und Südpol vertauschten ihre Plätze.

Zusätzlich zu diesen beiden Effekten, dem durch den Geodynamo erzeugten Magnetfeld sowie dem Feld, das sich aus magnetisierten Krustenmaterialien ergibt (wobei hierzu beispielsweise auch Erzlagerstätten zählen), die unter dem Begriff *Innenfeld* zusammengefaßt werden, tritt

ein weiteres Feld, das sogenannte *Außenfeld* auf, das seinen Ursprung im wesentlichen in Strömen in der Ionosphäre sowie der Magnetosphäre besitzt.

Die Ionosphäre erstreckt sich in Höhen von etwa 50km bis 1500km über der Erdoberfläche und weist in etwa 100km Höhe eine verhältnismäßig hohe Leitfähigkeit auf[11], die auf ionisierte Teilchen aus der Atmosphäre zurückzuführen ist. In diesen Bereich dringen elektrisch geladene Teilchen des *Sonnenwindes* ein, die mit den ionisierten Teilchen wechselwirken und hierdurch ein, wenn auch schwaches, so doch meßbares Magnetfeld hervorrufen, das dem Innenfeld überlagert wird.

Ein weiterer Effekt tritt in der Magnetosphäre auf – diese liegt oberhalb der Ionosphäre und reicht ca. 63000km (etwa 10 Erdradien) weit in den Weltraum hinein. Hier bilden sich starke Ströme von einigen Millionen Ampere aus, die leicht durch Sonnenaktivitäten und hiermit zusammenhängende Teilchenschauer beeinflußt werden können[12].

Während Veränderungen im Erdinneren zwar auch Schwankungen des Erdmagnetfeldes hervorzurufen in der Lage sind, erstrecken sich diese jedoch auf lange, teilweise sehr lange Zeiträume (bis in den Bereich von Hunderttausenden und Millionen von Jahren), während Einflüsse aus dem Bereich des Außenfeldes sehr kurzfristige Änderungen des Summenfeldes zur Folge haben können (die beispielsweise auch ursächlich für Erscheinungen wie Polarlichter beziehungsweise induzierte Ströme in Überlandleitungen, die zu teilweise landesweiten Stromausfällen führen können, verantwortlich sind).

Abbildung 16.15 zeigt ein Magnetogramm, in dem vergleichsweise hochfrequente (d.h. in diesem Fall in der Größenordnung von Minuten oder Stunden) Änderungen des Außenfeldes zu erkennen sind. In Zeiten erhöhter Sonnenaktivität[13] können sogenannte Sonnenstürme Änderungen des Gesamterdmagnetfeldes um einige Prozent sowie damit einhergehende Kompaßmißweisungen hervorrufen.

Die Stärke des sich aus Außen- und Innenfeld zusammensetzenden Erdmagnetfeldes beträgt zwischen etwa 60μT[14] an den Polen beziehungsweise etwa 30μT am Äquator.

---

[11] Ein Effekt, der unter anderem dazu führt, daß die Ionosphäre beispielsweise von Funkamateuren und anderen als Reflektor genutzt werden kann.

[12] Für weitere Betrachtungen sei auf [25] o.ä. verwiesen.

[13] Man denke an den 11-Jahres Sonnenfleckenzyklus.

[14] In der Einheit *Tesla*, kurz T, wird die *magnetische Flußdichte* gemessen, die mit B bezeichnet wird. Hierbei gilt: $1\mathrm{T} = 1\frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{m}^2}$. Für die Einheit Gauss gilt hiermit: $1\mathrm{G} = 10^{-4}\mathrm{T}$

Kapitel 16

Magnetometer

Zur Messung der interessierenden magnetischen Flußdichte B werden sogenannte *Magnetometer* eingesetzt. Hierbei kommen und kamen eine Reihe verschiedener Meßprinzipien zum Einsatz, von denen die wichtigsten zumindest kurz beschrieben werden, bevor in Abschnitt 16.1.2 ausführlich auf Magnetometer vom Fluxgate-Typ eingegangen wird.

16.1 Magnetometerprinzipien

Das einfachste Magnetometer besteht vermutlich aus einer magnetisierten Nadel, die horizontal frei drehbar an einem Faden aufgehängt ist und sich stets an den Feldlinien des sie umgebenden magnetischen Feldes auszurichten bestrebt ist. Im Gegensatz zu einem Kompaß wirkt auf eine solche Nadel jedoch eine, wenn auch geringe, Rückstellkraft durch den Faden, so daß der Grad der Ablenkung der Nadel aus ihrer Ruhelage ein Maß für die Flußdichte B des umgebenden Feldes ist.

Mit gut von anderen störenden Umwelteinflüssen (Konvektionsströmungen, Erschütterungen, etc.) abgeschirmten Aufbauten dieses Typs läßt sich eine Auflösung im Bereich von bis zu 10nT, d.h. 10^{-8}T erreichen, was für eine Vielzahl interessanter Beobachtungen vollkommen ausreichend ist.

Wesentlich höhere Auflösungen lassen sich jedoch mit anderen Meßprinzipien, wie beispielsweise dem Protonenpräzessionsmagnetometer oder dem Fluxgate-Magnetometer, wie sie in den folgenden Abschnitten beschrieben werden, erzielen.

16.1.1 Protonenpräzessionsmagnetometer

Protonenpräzessionsmagnetometer beruhen auf dem Präzessionseffekt des Protons, wie es sich beispielsweise als Kern des Wasserstoffs findet. Ein solches Proton verfügt über ein magnetisches Moment sowie eine ihm eigene Winkelgeschwindigkeit, mit der es um seine sogenannte *Spin-Achse* rotiert. Hierdurch verhält es sich wie ein nicht kräftefreier Kreisel, der eine Präzessionsbewegung dergestalt ausführt, daß seine Rotationsachse einen Kegel beschreibt – ein Effekt, der an einfachen mechanischen Kreiseln gut beobachtet werden kann.

Bei der auf solche makroskopischen Kreisel einwirkenden Kraft handelt es sich um die Gewichtskraft des Kreisels selbst, während auf ein Proton als einwirkende Kraft nur ein äußeres Magnetfeld in Frage kommt. Die Winkelgeschwindigkeit dieser Präzessionsbewegung hängt von der auf den Kreisel einwirkenden Kraft ab, im Falle eines Protons also von der Flußdichte des umgebenden magnetischen Feldes.

Diese Frequenz, mit welcher der Spin eines Atomkernes, in diesem Fall also eines Protons, um die Richtung des äußeren Magnetfeldes präzediert, wird als *Larmorfrequenz* bezeichnet – die Larmorfrequenz ω_L eines Protons beträgt 42.58MHz pro Tesla, so daß sich für ein im Mittel zu 50μT angenommenes Erdmagnetfeld eine Larmorfrequenz von 2129Hz ergibt.

Abbildung 16.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines auf dem Prinzip der Protonenpräzession basierenden Magnetometers. In einem von einer Feldspule umschlossenen Gefäß befindet sich eine möglichst protonenreiche Substanz (beispielsweise Paraffin). Ein diese Spule durchfließender Strom erzeugt innerhalb des Gefäßes ein starkes Magnetfeld, an dessen Feldlinien sich die Spins der Protonen der Meßsubstanz ausrichten.

Wird dieses künstlich erzeugte externe Feld abgeschaltet, beginnen die bis zu diesem Zeitpunkt alle in Richtung dieses Feldes orientierten Protonen um die Feldlinien des umgebenden Restfeldes, im gewünschten Fall also des Erdmagnetfeldes zu präzessieren, wobei die Präzessionsbewegung ihrerseits ein, wenn auch geringes, so doch meßbares wechselndes Magnetfeld um die Protonen herum erzeugt. Mit seiner Hilfe kann in einer die Meßsubstanz umgebenden Aufnehmerspule, die in vielen Fällen identisch mit der Feldspule sein wird, eine Spannung induziert werden, deren Frequenz ein direktes Maß für die Stärke des umgebenden Erdmagnetfeldes darstellt[1]. Mit Magnetometern dieses Typs lassen sich Meßzyklen im Bereich einiger weniger Sekunden und Auflösungen von 1nT beziehungweise 0.1nT unter Zuhilfenahme geeigneter Mittelungstechniken erzielen.

[1] Auf diesem Prinzip beruhende Magnetometer werden mitunter auch als *NMR-Magnetometer* für *N*uclear-*M*agnetic-*R*esonance-Magnetometer bezeichnet.

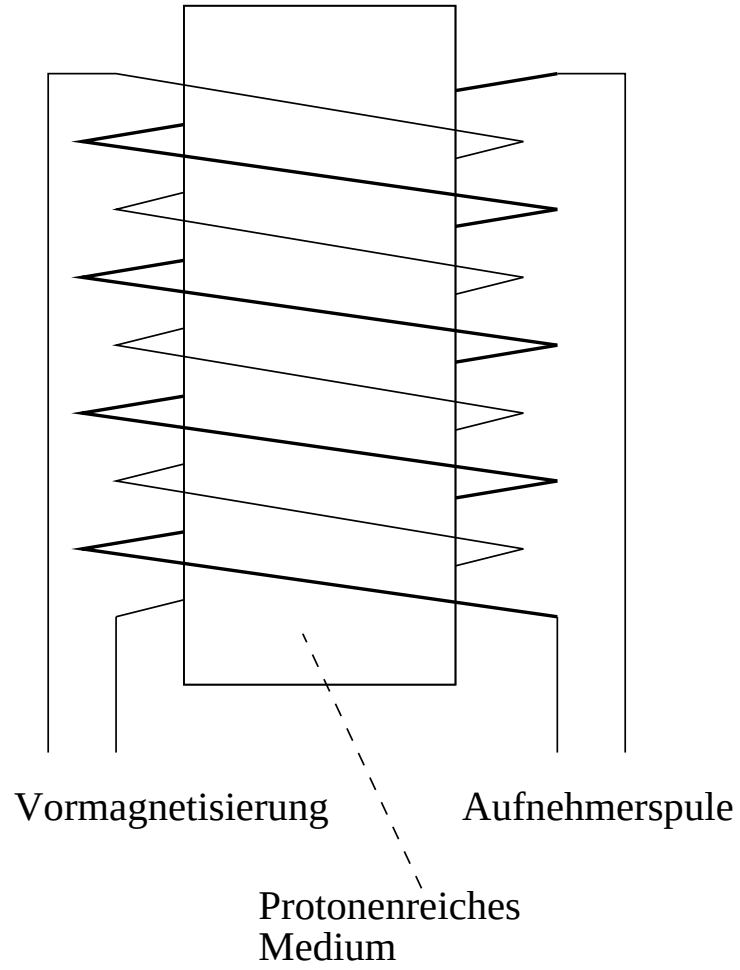


Abbildung 16.1: Prinzip eines Protonenpräzessionsmagnetometers

Der sich nun anschließende Abschnitt befaßt sich mit für einem für den Selbstbau besser geeigneten, weil einfacheren Funktionsprinzip, das hinsichtlich der mit seiner Hilfe erzielbaren Genauigkeit nur wenig hinter Protonenpräzessionsmagnetometern zurücksteht.

16.1.2 Fluxgate-Magnetometer

Ein vollkommen anderes Funktionsprinzip liegt den sogenannten *Fluxgate-Magnetometern* zugrunde, die um das Jahr 1939 herum mit dem Ziel, getauchte U-Boote von Bord niedrig fliegender Flugzeuge beziehungsweise Seeminen zu detektieren, entwickelt wurden[2]. Darüberhinaus sind auch die Ausdrücke *Saturationskernsonde*, der einen ersten Hinweis auf den ausgenutzten Effekt gibt, sowie *Förstersonde* üblich, da das zugrundeliegende Meßprinzip auf Dr. Friedrich Förster[3] zurückgeht.

[2]Scheinbar gelangten solche Sensoren jedoch nie in der Praxis zu dem ihnen zugedachten Einsatzzweck der U-Boot-Suche.

[3]Friedrich Förster: 1909–1999

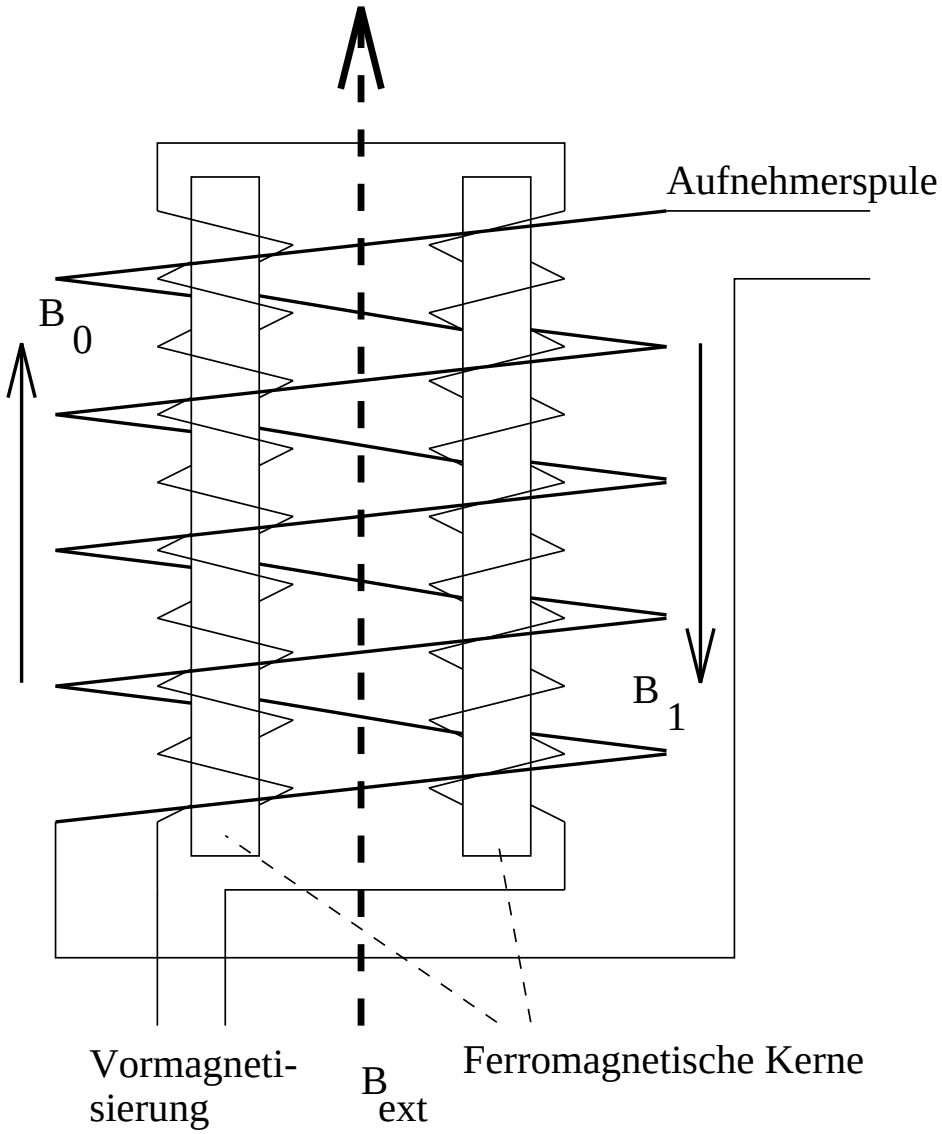


Abbildung 16.2: Prinzip eines Fluxgate-Magnetometers

Abbildung 16.2 zeigt den allgemeinen Aufbau eines Fluxgate-Magnetometers (obwohl eine ganze Reihe anderer Konstruktionsvarianten nicht nur denkbar sind sondern auch ausgeführt werden). Deutlich zu erkennen sind zunächst zwei parallel zueinander angeordnete Stäbe aus ferromagnetischem Material hoher magnetische Suszeptibilität[4], welche von einer Magnetisierungsspule umschlossen sind, die solcherart gewickelt ist, daß die Richtung der in den beiden Stäben erzeugten Magnetisierung einander entgegengesetzt ist. Darüberhinaus sind beide Stäbe von einer gemeinsamen Aufnehmerspule umschlossen.

[4]Normalerweise ist die Magnetisierung M einer magnetisierbaren Substanz proportional zur Feldstärke H des umgebenden Feldes, d.h. es gilt $M = cH$, wobei die Proportionalitätskonstante c als *Suszeptibilität* bezeichnet wird.

Während einer Messung wird die Magnetisierungsspule von einem dreieckförmigen Strom durchflossen, was zu einer ebenso verlaufenden magnetischen Feldstärke um die beiden ferromagnetischen Stäbe führt, die wiederum in den Stäben eine entsprechende Magnetisierung hervorruft.

Die Dimensionierung der Magnetisierungsspule sowie die Materialauswahl der Stäbe ist nun derart gewählt, daß beide Stäbe durch das extern mit Hilfe der von einem Dreiecksstrom durchflossenen Magnetisierungsspule erzeugte Magnetfeld B_{Ext} abwechselnd von einer Sättigung in die andere getrieben werden.

Angenommen, die eben beschrieben Anordnung befindet sich in einem magnetfeldfreien Raum, so werden beide Kerne in gleicher Weise, jedoch mit umgekehrtem Vorzeichen durch die Magnetisierungsspule in die magnetische Sättigung getrieben, wie im oberen Teil von Abbildung 16.3 dargestellt ist. Die durchgezogene Linie enspricht jeweils einem Stab, während die gestrichelte dem jeweils anderen Stab zugeordnet ist.

Durch die Änderung der Magnetisierung der Stäbe wird auch in der beide Stäbe umschliessenden Aufnehmerspule eine Spannung induziert, deren Verlauf der Magnetfeldänderung folgt, dargestellt in der Mitte des oberen Teiles von Abbildung 16.3. Da beide Stäbe demselben externen Magnetfeld ausgesetzt sind, das – entsprechend obiger Voraussetzung – ausschließlich von der Magnetisierungsspule erzeugt wird, heben sich die beiden in der Aufnehmerspule induzierten Spannungen auf, so daß die resultierende Ausgangsspannung konstant 0 ist.

Befinden sich die beiden parallel angeordneten Stäbe nun in einem externen Magnetfeld, beispielsweise dem Erdmagnetfeld, so wirkt auf sie nicht nur das durch die Magnetisierungsspule erzeugte Magnetfeld sondern zusätzlich das vorhandene externe Magnetfeld. Da das durch den Dreiecksstrom erzeugte Feld in beiden Stäben aufgrund des Wicklungssinnes der Magnetisierungsspule umgekehrtes Vorzeichen besitzt, addiert sich das externe Magnetfeld zum Feld der Magnetisierungsspule des einen Stabes, während auf den anderen Stab die Differenz beider Felder wirkt.

Dies wiederum hat zur Folge, daß die beiden Kerne nicht mehr zeitgleich in die magnetische Sättigung gehen, da der Kern, auf den die Summe der beiden Felder wirkt, früher, und der Kern, auf welchen die Differenz wirkt, später gesättigt wird. Dadurch heben sich die in der Aufnehmerspule von den beiden Stäben induzierten Spannungen jedoch nicht mehr vollständig auf.

Wie in der unteren Hälfte von Abbildung 16.3 zu erkennen ist, hat ein solches externes Magnetfeld, das neben dem Feld der Magnetisierungsspule wirksam wird, den Effekt, daß in der Aufnehmerspule Pulse variabler Breite induziert werden, wobei deren Breite ein direktes Maß für die Stärke

des externen Feldes darstellt, da dieses für den Zeitversatz bezüglich des Erreichens der magnetischen Sättigung der beiden Kerne verantwortlich ist.

Da die Höhe der in der Aufnehmerspule induzierten Spannungen weitestgehend unabhängig von der Stärke des externen Feldes ist und nur die Breite maßgeblich hiervon beeinflußt wird, können mit Fluxgate-Magnetometern mit einfachen Mitteln bereits kleine und kleinste Änderungen eines externen Magnetfeldes nachgewiesen werden.

Die folgenden Abschnitte beschreiben den Bau eines Magnetometers, mit dem ohne weiteres die Auswirkungen von Sonnenstürmen und anderen Einflüssen auf das Erdmagnetfeld nachgewiesen werden können. Da der Selbstbau eines Fluxgate-Sensors relativ zeitaufwendig ist und mitunter auch auf Beschaffungsschwierigkeiten bezüglich geeigneter ferromagnetischer Materialien hinreichender Güte stößt, wurde ein kommerziell verfügbarer Sensor eingesetzt, der sich neben einem günstigen Preis durch eine so hohe Empfindlichkeit auszeichnet, daß beispielsweise ein Betrieb in Nord-Süd-Richtung nicht möglich ist, da bereits das Erdmagnetfeld in dieser Richtung ausreicht, den Meßbereich zu überschreiten.

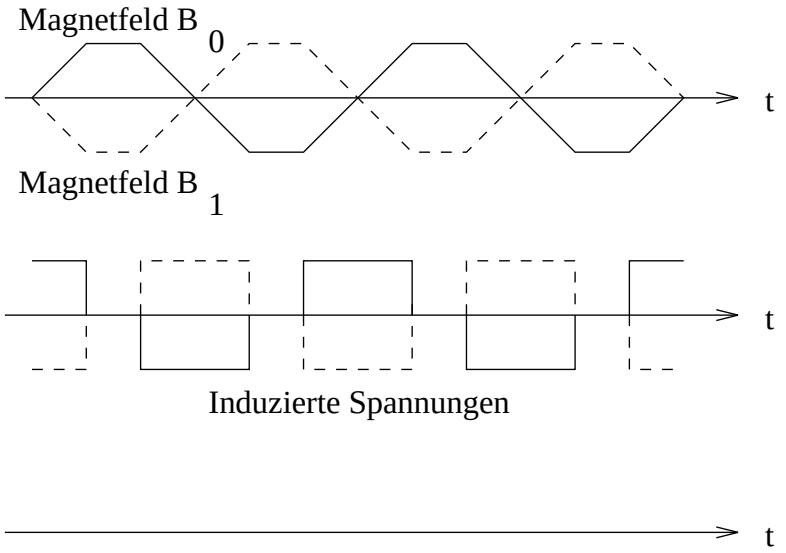
16.2 Der Sensor FGM-3h

Der Sensor FGM-3h ist das empfindlichste Mitglied einer ganzen Reihe von Sensoren der Firma Speake & Co. (siehe Anhang B.3), die sich sämtlich durch ein ausgesprochen einfaches und praktisches Interface auf der einen sowie eine sehr kleine Baugröße auf der anderen Seite auszeichnen. Der Meßbereich des FGM-3h erstreckt sich von +-0.15 Ørsted bis +0.15 Ørsted, liegt also deutlich unter der Größenordnung des Erdmagnetfeldes, so daß der Sensor nicht in Nord-Süd-Richtung eingesetzt werden kann, ohne in die Sättigung zu geraten.

Als Ausgangssignal liefert der FGM-3h ein TTL-kompatibles Signal, das die Stärke des Magnetfeldes, welchem der Sensor ausgesetzt ist, frequenzkodiert repräsentiert. Hierbei sind Frequenzen im Bereich von ca. 50kHz bis hin zu 120kHz möglich, so daß eine nachfolgende Auswertezählschaltung darauf ausgelegt sein muß, auch bei längeren Meßintervallen ohne Überlauf arbeiten zu können.

16.3 Ein FGM-3h-basiertes Magnetometer

Die folgenden Abschnitte beschreiben die Konstruktion sowie den Aufbau eines hochempfindlichen, auf dem FGM-3h basierenden Magnetometers:



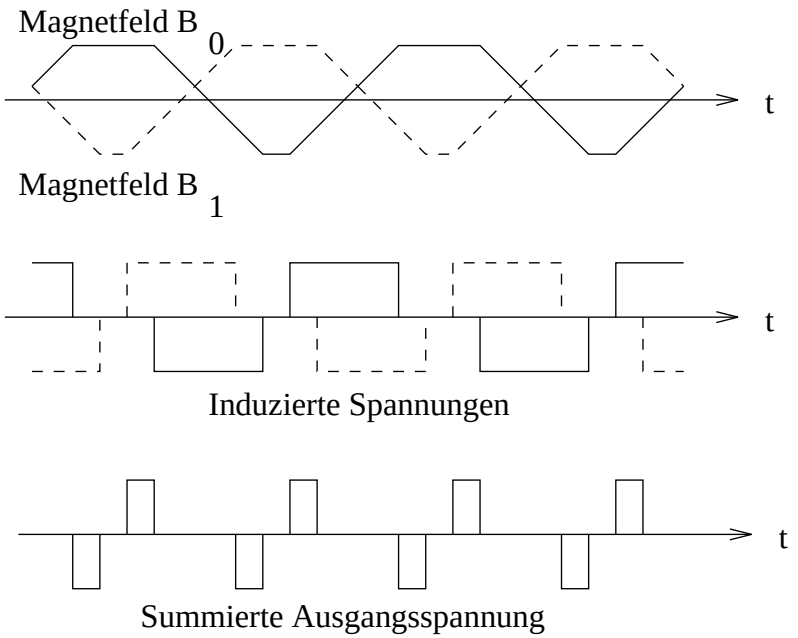


Abbildung 16.3: Magnetfeld- und Spannungsverläufe innerhalb eines Fluxgatesensors

16.3.1 Vorbetrachtungen

Wie bereits in Abschnitt 16.2 beschrieben, liefert der FGM-3h Sensor als Ausgangssignal ein frequenzmoduliertes, TTL-kompatibles Rechtecksignal, das einen Frequenzbereich von ca. 50 kHz bis ca. 120 kHz umfaßt.

Ein solches Signal ist in der Regel hervorragend für eine direkte Verarbeitung durch einen Microcontrollerbaustein geeignet, da für die Signalwandlung lediglich über ein bestimmtes Zeitintervall Impulse gezählt werden müssen. Ein Problem hierbei stellt jedoch vielfach die nur geringe Anzahl von Zählerstufen, welche einige Microcontroller (wie der hier verwendete 68HC11) zur Verfügung stellen, dar. Bei den auftretenden, recht hohen Frequenzen von bis zu 120 kHz gestaltet sich ein Steuerprogramm bereits verhältnismäßig kompliziert, will man beispielsweise mit dem beim 68HC11 vorhandenen 8-Bit-Zähler auskommen, da im schlimmsten Fall ca. alle 2 ms mit einem Zählerüberlauf gerechnet werden muß.

Um diese Schwierigkeiten zu umgehen und vor allem auch eine Möglichkeit zu bieten, über längere Zeitintervalle als einige hundert Millisekunden Impulse des FGM-3h zählen zu können, wurde im vorliegenden Magnetometer eine dem Microcontroller 68HC11 vorgeschaltete 24-Bit Zählerstufe implementiert, die sich aus drei Bausteinen des Typs 74LS590 (siehe [47][S.3-711...3-714]) zusammensetzt[5].

Die detaillierte Schaltung findet sich mit den zugehörigen Schaltbildern in den folgenden Abschnitten. Bezüglich des zum Einsatz gelangenden Microcontrollers sei an dieser Stelle auf das Referenzhandbuch [30] verwiesen.

16.3.2 Die Schaltung

Die Schaltung des Magnetometers gliedert sich in sechs Untereinheiten, die im folgenden detailliert dargestellt werden:

16.3.2.1 Eingangsstufe mit Zählern

In der Eingangsstufe des Magnetometers werden die Ausgangsimpulse des FGM-3h-Magnetometers gezählt, wobei die Ablaufsteuerung dem verwendeten Microcontroller des Typs 68HC11 obliegt. Zunächst durchläuft das Ausgangssignal des Sensors eine einfache Überspannungsschutzschaltung, bestehend aus einem 1k Widerstand und einer 4.7 Volt Zenerdiode, bevor es einen invertierenden Schmitt-Trigger des Typs 74LS14 ansteuert, um

[5] Andere Schaltungsentwürfe schlagen in der Regel eine Mischstufe vor, um mit Hilfe einer genauen Referenzfrequenzquelle und dem Ausgangssignal des Sensors eine niederfrequente Mischfrequenz zu generieren, die geringere Anforderungen an die nachfolgenden Zählerstufen stellt (siehe beispielsweise [43]).

sicherzustellen, daß auch (beispielsweise durch lange Kabelführung) verwaschene Signale mit wenig steilen Flanken korrekt gezählt werden.

Das solchermaßen vorbereitete Signal gelangt an den Zähleingang eines 8-Bit-Zählers des Typs 74LS590, der mit zwei weiteren Zählern gleichen Typs kaskadiert ist, wobei jeder Vorgängerzähler mit seinem Überlaufausgang den Zähleingang der nachfolgenden Zählerstufe ansteuert, so daß sich mit drei Zählern des verwendeten Typs 74LS590 ein 24-Bit-Zähler ergibt, was bei einer maximalen Ausgangsfrequenz des FGM-3h-Sensors von ca. 120 kHz einen Zählzeitraum von etwas über 120 Sekunden zuläßt, bevor es zu einem Überlauf des Zählers kommt.

Gesteuert werden die Zähler mit einer Reihe von Signalen, die mit Hilfe des 68HC11 generiert werden:

`CLEAR`: Wird diese Steuerleitung auf 1 gesetzt, werden die drei TTL-Zähler auf 0 zurückgesetzt.

`STORE`: Eine 1 auf dieser Leitung kopiert den aktuellen Zählerstand der Zähler 74LS590 in die Ausgaberegister dieser Bausteine, wobei durch den internen Aufbau der Zähler selbst sichergestellt ist, daß dies ohne Konflikte auch während eines laufenden Zählvorganges, d.h. ohne Dateninkonsistenzen möglich ist.

`READ_0`: Durch einen High-Pegel auf dieser Steuerleitung wird der Inhalt des Ausgaberegisters des niederwertigsten Zählerbausteines auf den an `PORT_E` angeschlossenen Datenbusses gelegt.

`READ_1`: Siehe `READ_0`, jedoch steuert diese Leitung den mittleren Zählerbaustein.

`READ_2`: Siehe oben – gesteuert hiervon wird jedoch der dritte, höchstwertige Zählerbaustein.

Die vollständige Schaltung der Eingangsstufe mit den drei Zählerbausteinen ist in Abbildung 16.4 dargestellt.

16.3.2.2 Der Microcontroller

Die in Abbildung 16.5 dargestellte Microcontrollerbeschaltung bietet nichts besonderes – die einzigen Bauelemente außer dem Microcontroller selbst bestehen aus dem frequenzbestimmenden Quarz (von 8 MHz), sowie zwei 22pF Kondensatoren und einem 10M Widerstand, um ein sicheres Anschwingen des internen Taktgenerators des 68HC11 zu garantieren.

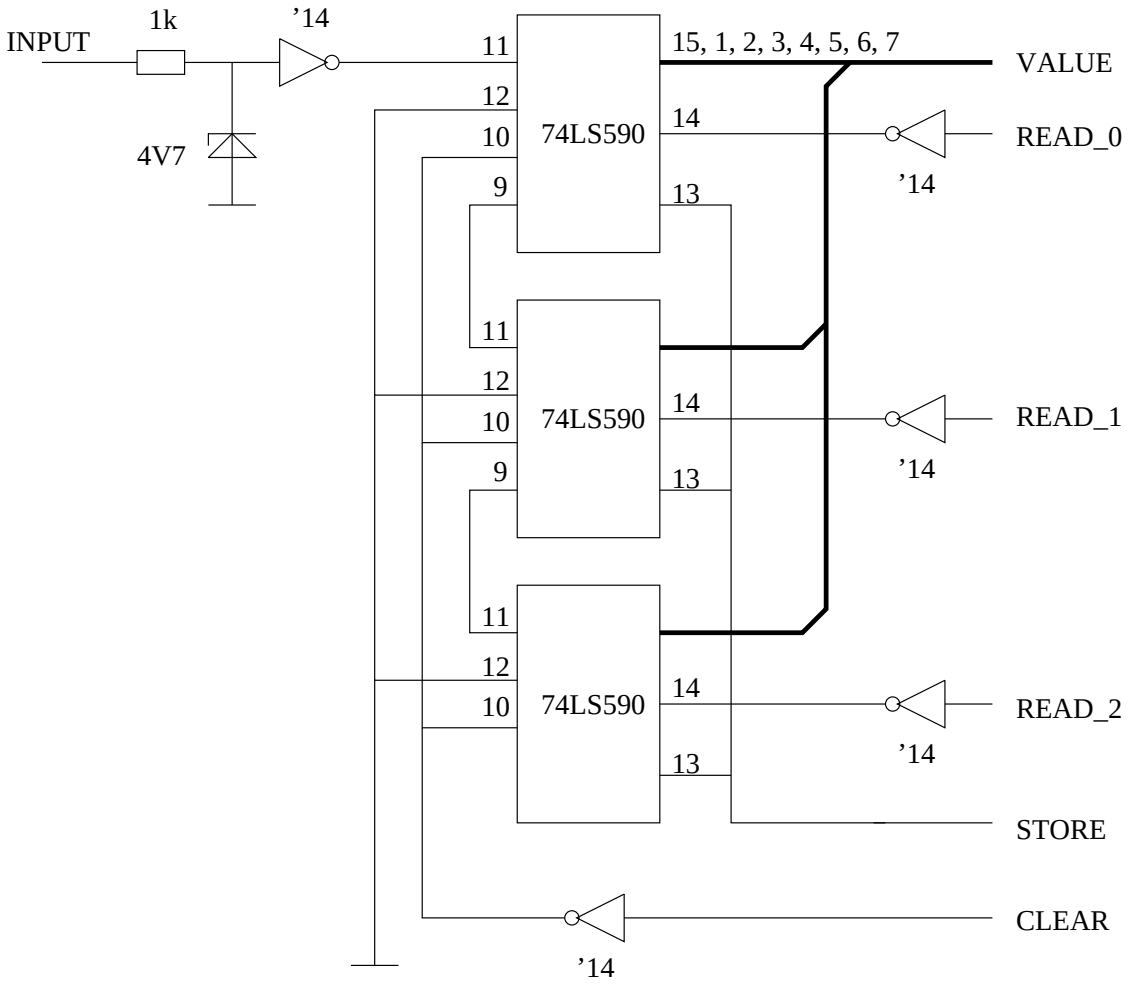


Abbildung 16.4: Die Zählerstufen des Magnetometers

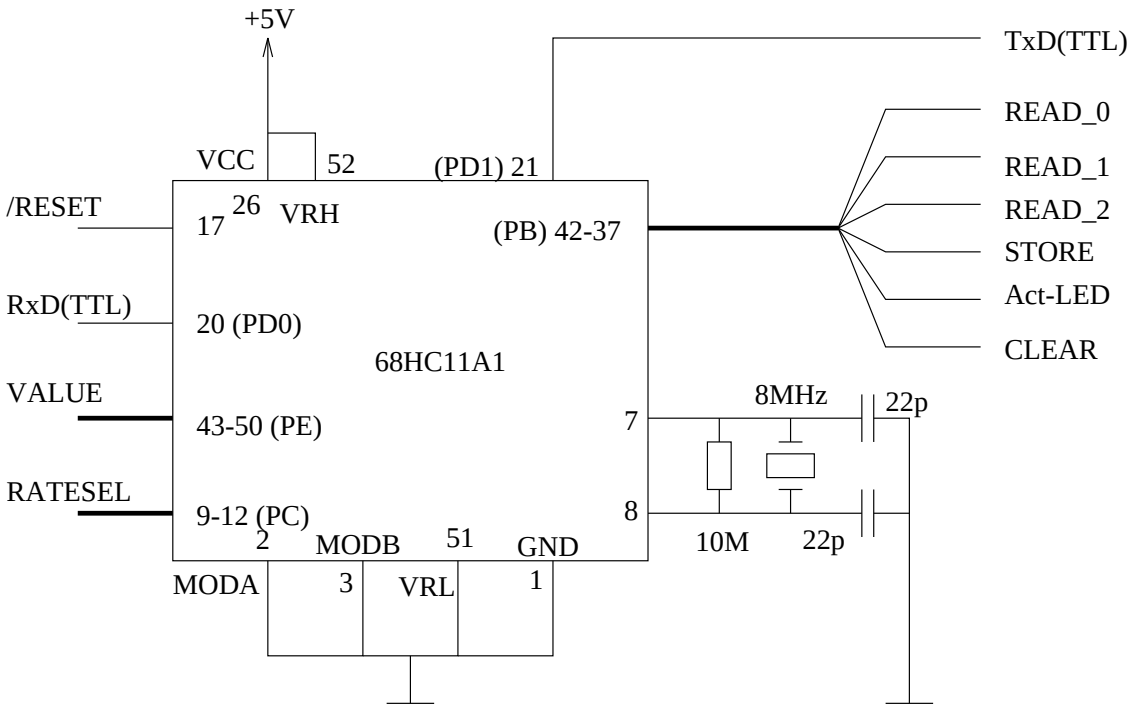


Abbildung 16.5: Der Microcontroller

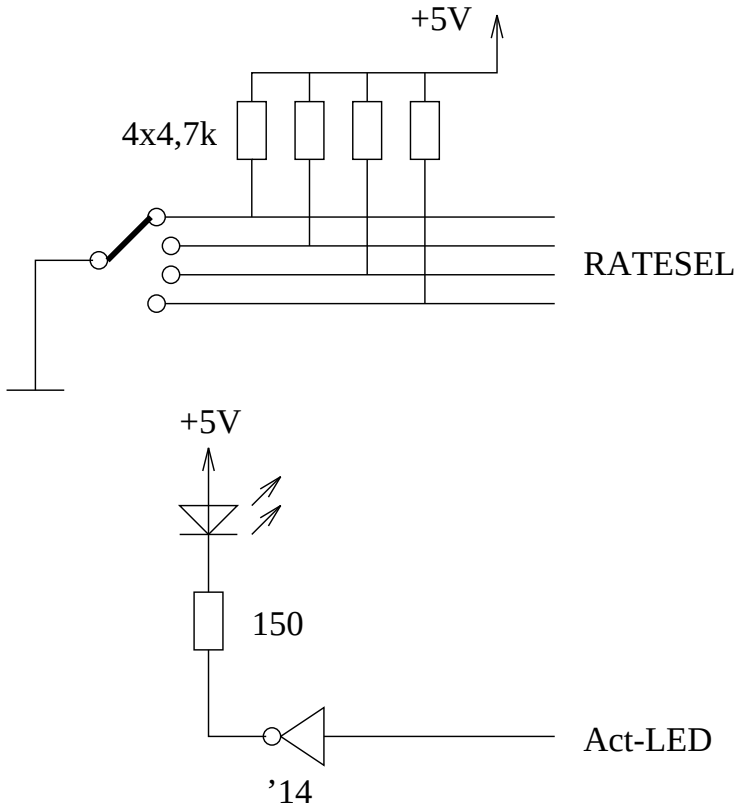


Abbildung 16.6: Das Bedienpanel

16.3.2.3 Das Bedienpanel

Die Frontplatte des Magnetometers enthält – abgesehen von dem unerläßlichen Ein-/Ausschalter – zwei aktive Elemente: Zum einen eine LED, welche das Ende eines Meßzyklus sowie die hiermit verbundene Datenübertragung über die serielle Schnittstelle zur Anzeige bringt, sowie zum anderen einen Stufenschalter mit vier Stellungen, mit dessen Hilfe das gewünschte Zählintervall in den Stufen 100ms, 1s, 10s und 100s ausgewählt werden kann.

Die Beschaltung dieser Elemente ist unkritisch und besteht aus lediglich vier Pullup-Widerständen für den Wahlschalter sowie einem Inverter des Typs 74LS14 und einem Vorwiderstand für die Aktivitäts-LED und ist in Abbildung 16.6 dargestellt.

16.3.2.4 Startup-Logik

Wie in [30] beschrieben, ist nach einem Reset des Prozessors 68HC11 ein wenig Aufwand bezüglich der Verarbeitung von Signalen der seriellen Schnittstelle zu treiben, falls die Schaltung ein Neuprogrammieren des 68HC11 ohne größeren externen Aufwand ermöglichen soll.

In der gewählten Betriebsart sendet der 68HC11 nach einem Reset, der mit Hilfe eines RC-Gliedes, bestehend aus einem 1μF-Kondensator und

einem 4,7k Widerstand gebildet wird, ein 0-Byte über die serielle Schnittstelle. Kann dieses Zeichen auf der seriellen Schnittstelle wieder eingelesen werden, d.h. sind Ein- und Ausgang der seriellen Schnittstelle miteinander verbunden, führt der 68HC11 im Anschluß hieran das in seinem EEPROM abgelegte Maschinenprogramm aus.

Die einfachste Variante, die Sende- und Empfangsleitung der seriellen Schnittstelle dauerhaft miteinander zu verbinden, wurde nicht gewählt, um keine Einschränkungen bezüglich der Verwendbarkeit der Schnittstelle zu erzeugen.

In der vorliegenden Schaltung wird mit Hilfe von CMOS-Analogschaltern des Typs 4066 für wenige Millisekunden nach Auslösen eines Resets eine Verbindung zwischen der Sende- und Empfangsleitung der seriellen Schnittstelle hergestellt, um den 68HC11 im Normalfall dazu zu bewegen, das in seinem internen EEPROM gespeicherte Programm anzuspringen, während die Sende- und Empfangsleitungen im Anschluß hieran wieder getrennt werden und somit ohne weitere Einschränkungen einsetzbar sind[6].

Zentrales Element hierbei ist der in der Bildmitte von Abbildung 16.7 angeordnete Analogschalter, der die beiden Leitungen `RxD(TTL)` beziehungsweise `TxD(TTL)` des Prozessors bei geschlossenem Jumper J1 miteinander verbindet, falls an seinem Steuereingang eine logische 1 anliegt (die Funktion des Jumpers J1 wird weiter unten beschrieben).

Dieses Steuersignal besteht aus dem invertierten Reset-Signal des 68HC11, wobei die Invertierung mit Hilfe eines weiteren Analogschalters vorgenommen wird, um keinen zusätzlichen Inverterbaustein einsetzen zu müssen, da alle sechs Inverter des 74LS14 bereits verwendet wurden.

Da die Pegelwandlung der seriellen Schnittstelle zwischen den TTL-Pegeln auf Seiten des 68HC11 und den RS-232-Pegeln auf Seiten des 9-poligen SUB-D-Steckers mit Hilfe eines Bausteines des Typs MAX232 vorgenommen wird, der nicht über Open-Collector-Ausgänge verfügt, wird mit Hilfe eines weiteren, dritten Analogschalters dafür gesorgt, daß der `RxD`-Ausgang des MAX232 für die Dauer der Verbindung zwischen `RxD(TTL)` und `TxD(TTL)` vom Rest der Schaltung getrennt wird, um Störungen oder gar Beschädigungen der Bausteine zu vermeiden.

Die Beschaltung des MAX232 selbst besteht lediglich aus einer Reihe externer 1μF Kondensatoren für die chipinternen Ladungspumpen, mit deren Hilfe aus der Versorgungsspannung von +5 Volt zwei RS-232-kompatible Signalspannungen von etwa ± 10 Volt gewonnen werden.

---

[6]Diese Schaltungsidee entsammt der Aprilausgabe des Jahres 1994 der Zeitschrift ELEKTOR.

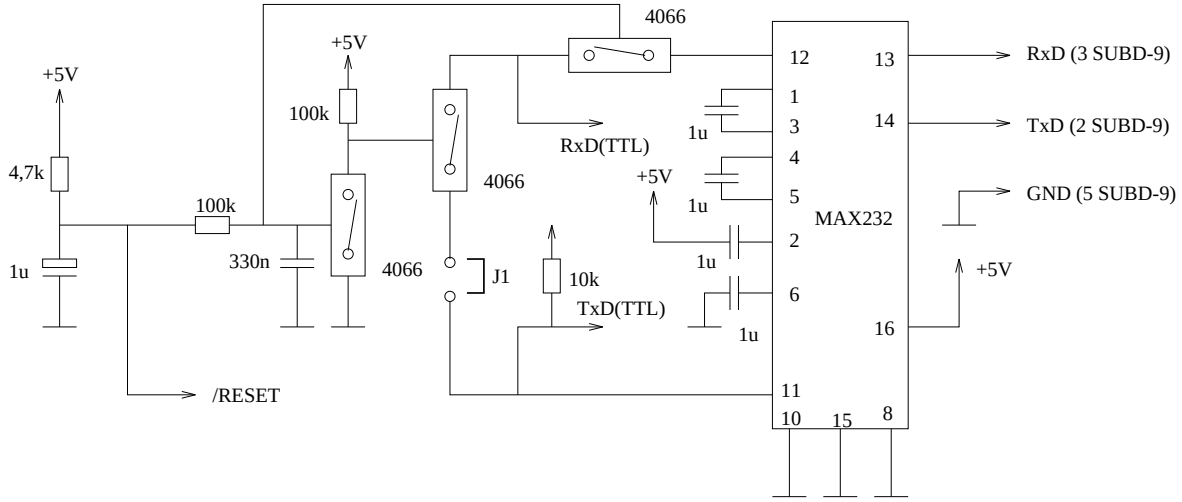


Abbildung 16.7: Die Startup-Logik

Nach dem zuvor gesagten ergibt sich die Funktion des Jumpers J1 quasi von selbst: Mit seiner Hilfe kann die bei einem Reset kurzzeitig erstellte Verbindung zwischen `TxD(TTL)` und `RxD(TTL)` verunmöglicht werden, so daß der 68HC11 das bei seinem Start gesendete 0-Byte nicht als Echo auf der seriellen Schnittstelle empfängt und in Folge dessen nicht mit der Abarbeitung des in seinem EEPROM abgelegten Programmes beginnt.

Stattdessen startet er eine ROM-Routine, die auf den Empfang von 256 Bytes auf der seriellen Schnittstelle wartet, die byteweise in das prozessorinterne RAM kopiert werden. Nach Empfang dieser 256 Bytes springt der Prozessor an die niedrigste RAM-Adresse und führt somit das soeben empfangene Programm aus. Im allgemeinen wird es sich bei diesem Programm um ein Programm zum Brennen des EEPROMs handeln, um solchermaßen den 68HC11 mit einem neuen Steuerprogramm zu versehen.

Mit Hilfe dieser Schaltung ist also eine praktische In-Circuit-Programmierung des Microcontrollers möglich, was sich vor allem bei Entwicklungs- und Fehlersucharbeiten als ausgesprochen hilfreich erweist.

16.3.2.5 Die Stromversorgung

Die Stromversorgung des Magnetometers erfolgt aus einem eigenen Steckernetzteil und nicht aus dem in Abschnitt 9 vorgestellten Netzteil, was seinen Grund in der Hauptsache darin hat, daß die Einkopplung von Störungen durch die Digitalelektronik des Magnetometers in die Stromversorgung der Seismometer-/Geophon-Verstärker vermieden werden soll.

Zum Einsatz kann jedes Steckernetzteil kommen, welches eine Ausgangsspannung von mindestens ca. 18 Volt liefert, die nach Durchlaufen einer Gleichrichterbrücke in Grätzschaltung durch zwei Spannungsregler

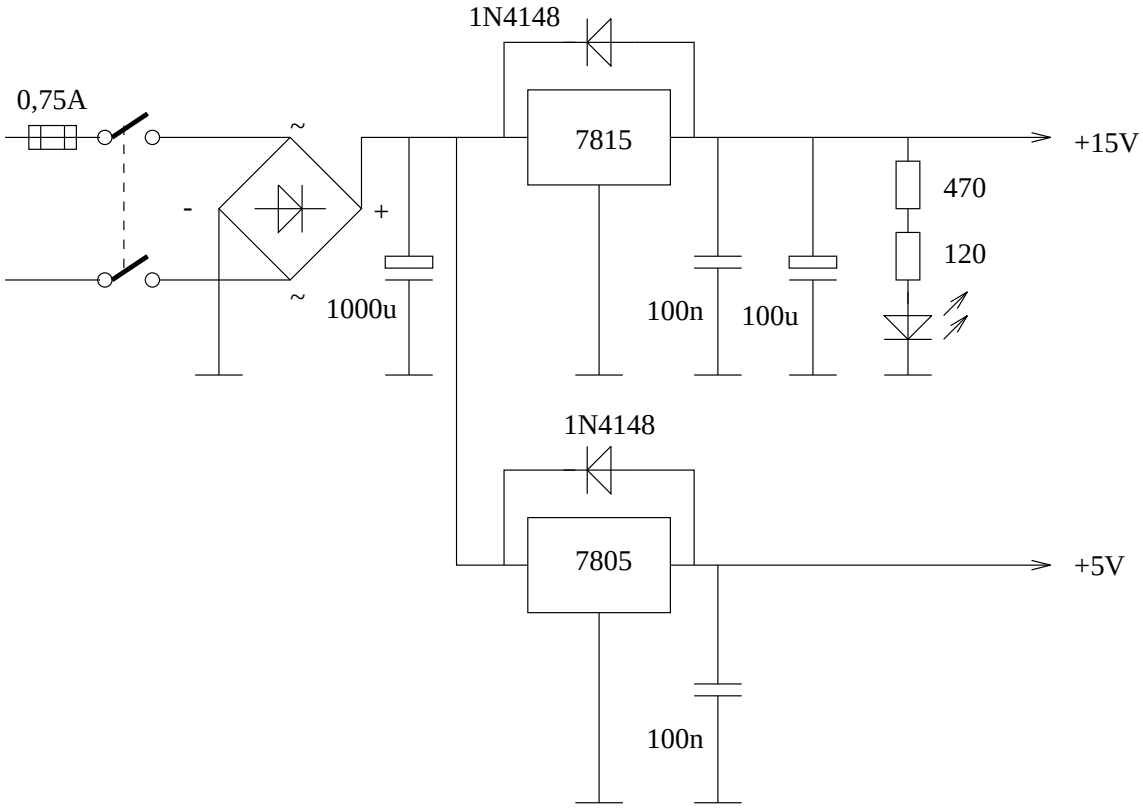


Abbildung 16.8: Die Stromversorgung des Magnetometers

der Typen 7815 beziehungsweise 7805 stabilisiert wird und der Versorgung des externen Sensors beziehungsweise des Microcontrollers sowie der restlichen Steuer-, Zähl- und Schnittstellenlogik dient.

Die Gesamtschaltung des Netzteiles des Magnetometers ist in Abbildung 16.8 dargestellt.

16.3.2.6 Der Sensor

Da der eigentliche Sensor aufgrund seiner Empfindlichkeit keine räumliche Einheit mit der Auswertungselektronik bilden kann, muß er in einen eigenen Sensorkopf ausgelagert werden, dessen Aufbau Gegenstand der folgenden Ausführungen ist.

Die zusätzliche Elektronik für den Aufbau eines solchen extern verwendbaren FGM-3h-Sensors besteht lediglich aus einem oder zwei entsprechend ihrer Ausgangsspannungen gestaffelten und in Reihe geschalteten Spannungsreglern, von denen der dem Sensor direkt voran geschaltete eine Ausgangsspannung von 5 Volt aufweisen muß.

Abbildung 16.9 zeigt die Spannungsregelungsschaltung des Sensors, der Aufbau ist in Abbildung 16.10 dargestellt. Links im Bild befinden sich

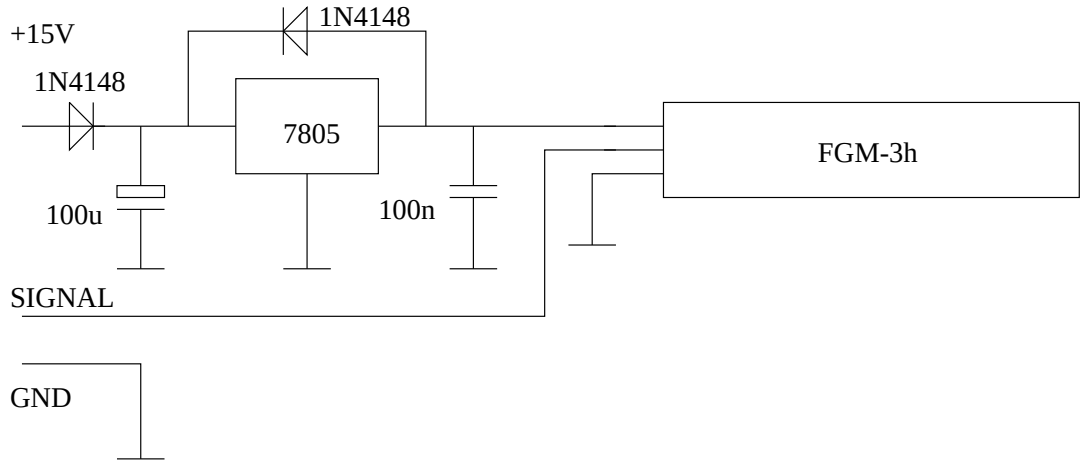


Abbildung 16.9: Die Sensorelektronik

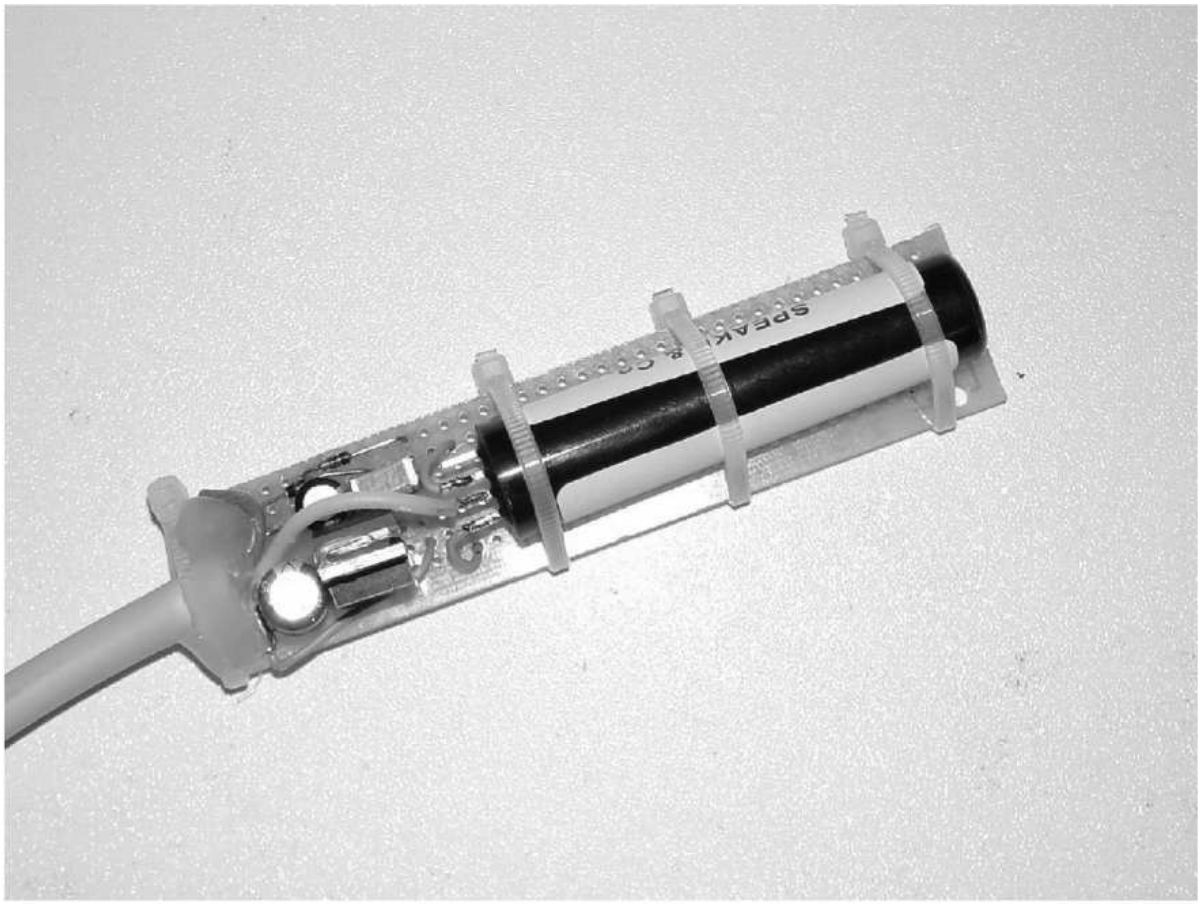


Abbildung 16.10: Der Aufbau des Sensors

zwei (im Gegensatz zu Abbildung 16.9) Spannungsregler[7], während der eigentliche FGM-3h-Sensor auf der rechten Bildhälfte zu sehen ist.

[7]Die Praxis zeigte, daß ein einzelner Spannungsregler ausreicht, sofern die Versorgungsspannung bereits im Grundgerät stabilisiert wird, wie es Abbildung 16.8 zu entnehmen ist.

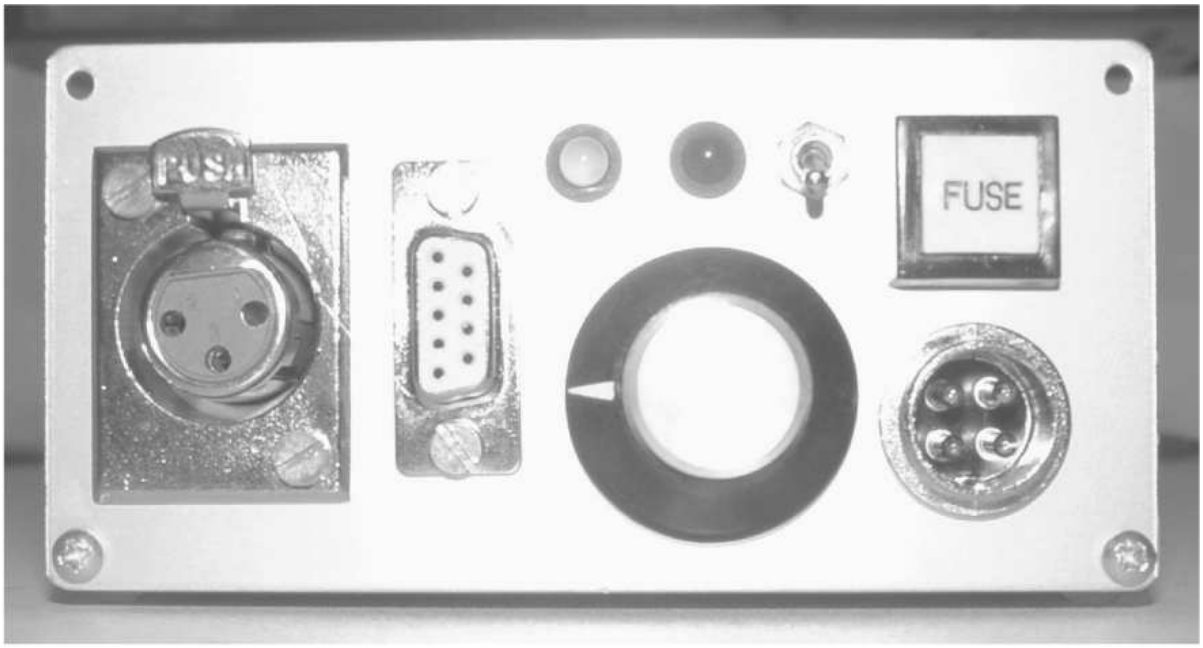


Abbildung 16.11: Die Frontplattenaufteilung

16.3.3 Aufbau

Der Aufbau des vollständigen FGM-3h-basierenden Magnetometers gestaltet sich verhältnismäßig einfach, da keine empfindlichen Analogstufen implementiert werden müssen. Lediglich die Unterbringung des eigentlichen Sensors ist etwas aufwendig, da es sich nicht nur um einen externen Sensor mit der zugehörigen notwendigen Verkabelung handelt, sondern vor allem um einen Meßaufnehmer, der idealerweise in einer Tiefe im Boden vergraben wird, die eine gewisse Konstanz hinsichtlich der Umgebungstemperatur gewährleistet, so daß auf eine gute Isolierung sowohl im Hinblick auf Temperaturschwankungen als auch auf Feuchtigkeit, Tiere, etc. zu achten ist.

Zunächst soll jedoch der Aufbau der Steuereinheit beschrieben werden, deren Frontplattengestaltung in Abbildung 16.11 dargestellt ist. Auf der rechten Bildseite finden sich der Stromversorgungsstecker (ein vierpoliger Mikrophonstecker mit Überwurfmutter, um unbeabsichtigtes Abziehen des Anschlusses zu verhindern) sowie die Eingangssicherung des Gerätes.

Nach links schließen sich in der oberen Reihe der Ein-/Ausschalter, die Spannungskontroll-LED sowie die Aktivitäts-LED, die das Ende eines Meßzyklus mit anschließender Datenübertragung anzeigt, an. Unter diesen drei Elementen findet sich der Stufenschalter zur Auswahl der Abtastrate.

Auf der linken Bildseite finden sich der Anschluß für den externen FGM-3h-Sensor in Form einer in der Studiotechnik gebräuchlichen XLR-Buchse, sowie die serielle Schnittstelle, die als PC-kompatible 9-polige SUB-D-Buchse ausgeführt ist.

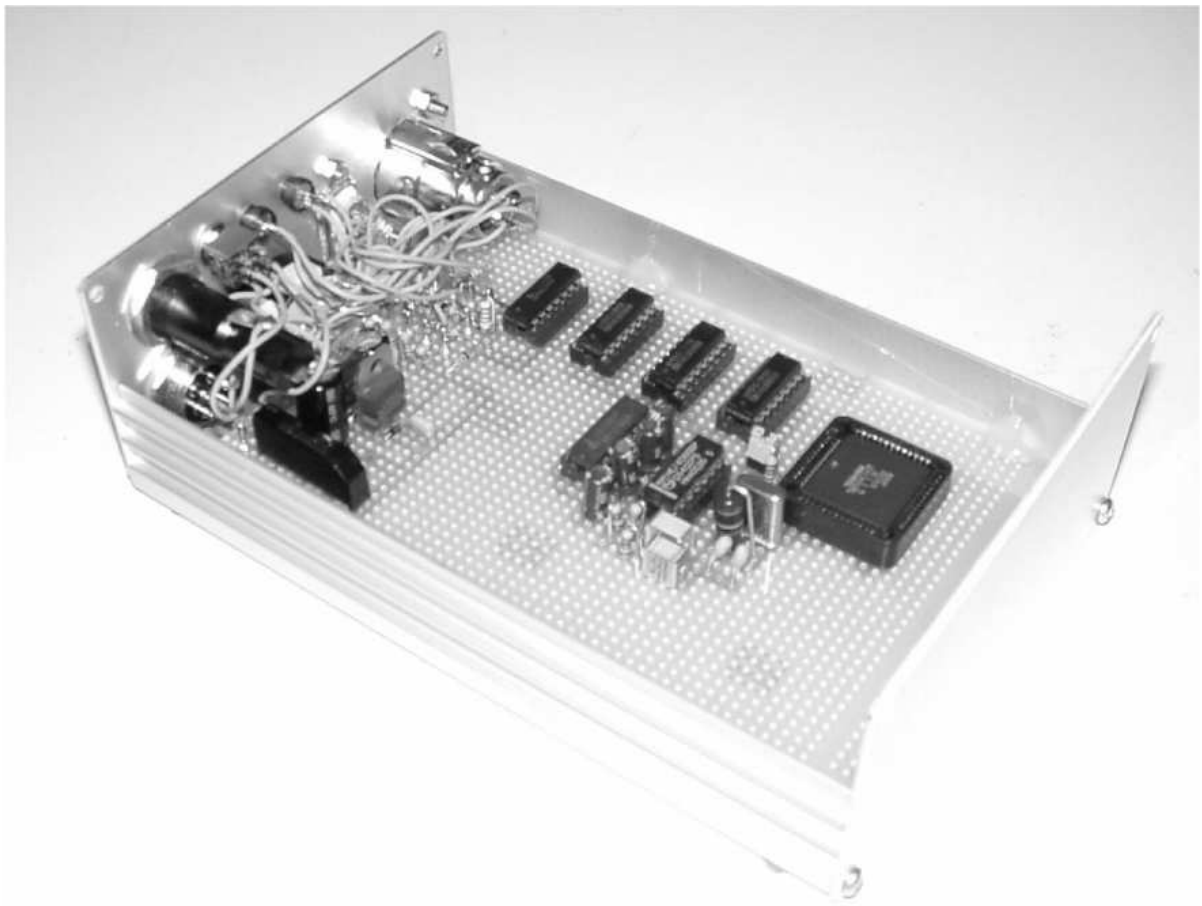


Abbildung 16.12: Der innere Aufbau

Der innere Aufbau ist Abbildung 16.12 dargestellt – gut zu erkennen sind die einzelnen Funktionsblöcke auf der Platine: Links, direkt hinter der Frontplatte des Gerätes, befindet sich am unteren Rand zunächst die Stromversorgung, über welcher die Pullup-Widerstände des Abtastratenwahlschalters zu erkennen sind. In der oberen Reihe von ICs befinden sich von links nach rechts der sechsfach-Inverter 74LS14 sowie die drei Zählerbausteine des Typs 74LS590. Unterhalb hiervon befindet sich die Startup- und Pegelwandlerlogik, bestehend aus einem vierfach-Analogschalter CD4066 sowie dem MAX232-Pegelwandler mit den externen 1μF Kondensatoren zur Erzeugung der RS-232-Pegel. Ganz rechts ist der Mikroprozessor 68HC11 angeordnet.

Ein Bild des Gesamtsystems, bestehend aus dem Grundgerät sowie dem externen Fluxgate-Sensor, ist in Abbildung 16.13 dargestellt. Gut zu erkennen ist das Gehäuse des FGM-3h-Sensors, das aus ca. 15 Zentimetern eines Kunststoffabwasserrohres, wie es in jedem Baumarkt für wenige Cent erworben werden kann, besteht. Abgeschlossen wird dieses Gehäuse durch zwei Rohrendstücke, die mit Hilfe von Heißleim wasser- und luftdicht in

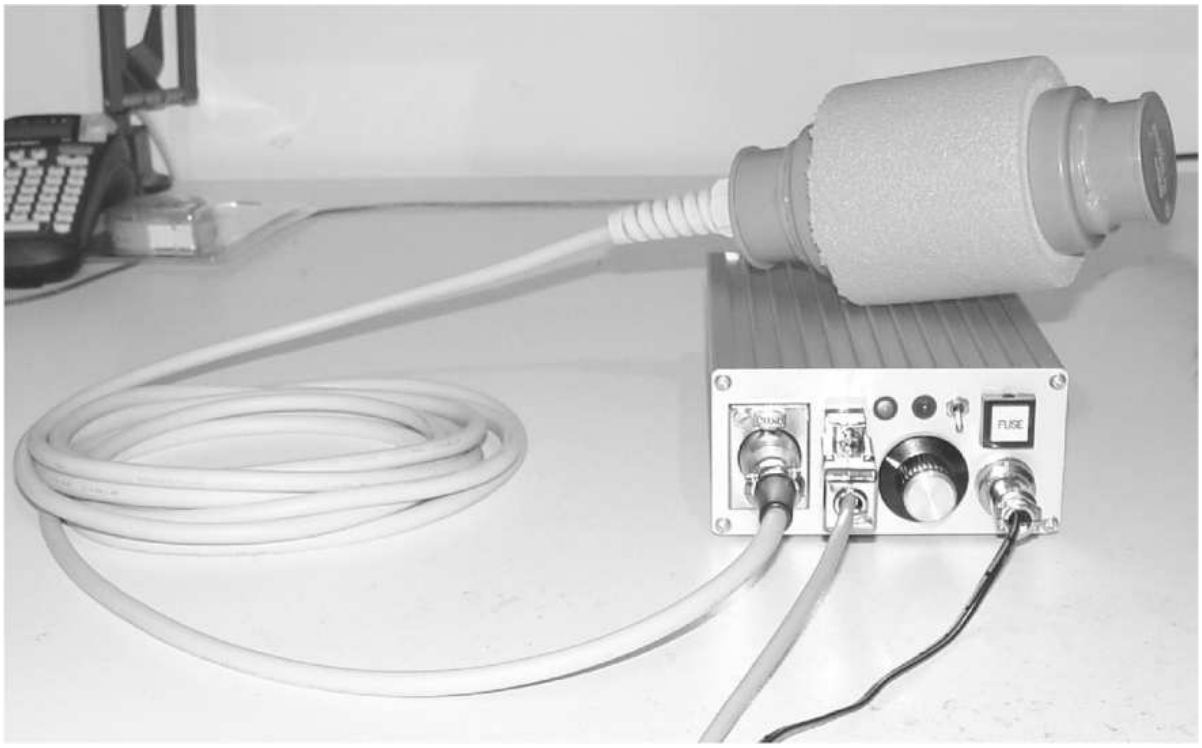


Abbildung 16.13: Das Gesamtsystem

das eigentliche Sensorrohr eingeklebt werden. Eines dieser Endstücke ist mit einer Bohrung zur Durchführung des Stromversorgungs- und Signalkabels versehen. Die Abdichtung an dieser Stelle erfolgt mit Hilfe einer Zugentlastung mit Gummidichtung[8].

16.3.3.1 Abgleich der Hardware

Der Abgleich des Magnetometers beschränkt sich hinsichtlich des eigentlichen Meßgerätes auf die Einstellung der zentralen Warteroutine `DELAY` des in Abschnitt 16.3.4 dargestellten Steuerprogrammes. Diese Routine bestimmt, kontrolliert durch die Stellung des Abtastratenwahlschalters, wieviele Durchläufe der eigentlichen Verzögerungsroutine `MSDELAY` vollzogen, d.h. über welchen Zeitraum die Ausgangsimpulse des FGM-3h in den Zählern akkumuliert werden sollen.

Diese Werte sollten für jede Implementation getrennt ermittelt werden, da bei den benötigten Zeiten von beispielsweise 100ms, 1s, 10s und 100s pro Abtastintervall bereits geringe Toleranzen des Taktgeneratorquarzes spürbare Auswirkungen auf die Intervall-Länge besitzen.

[8] Zur Aufstellung des Magnetometer-Sensors sei an dieser Stelle auf Abschnitt 19.1.2 verwiesen.

Hierzu bietet es sich an, mit Hilfe eines Frequenzzählers, der idealerweise auch über eine Einstellung zur Periodendauermessung verfügen sollte, die Zeitspanne zwischen zwei gleichgerichteten Flanken an der Aktivitäts-LED zu bestimmen, da diese zu Ende eines jeden Meßzyklus auf Massepotential geschaltet wird, so daß hiermit ein gutes Mittel zur Bestimmung der Zyklendauer vorliegt.

Bei der Bestimmung neuer, beziehungsweise angeglichener Werte in der Routine `DELAY` ist zu beachten, daß der Inhalt des `X`-Registers in etwa der Zeitspanne in Millisekunden entspricht, welche die Routine `MSDELAY` wartet[9].

16.3.4 Das Steuerprogramm

Gesteuert wird der gesamte Meßablauf des Fluxgate-Magnetometers mit Hilfe des im folgenden vorgestellten kleinen 68HC11-Assembler-Programmes, dessen vollständige Auflistung in Abschnitt 16.3.4.1 zu finden ist.

Da dem Microcontroller nicht nur die Umwandlung der parallel von den TTL-Zählern gelieferten Meßdaten und ihr Versand über die serielle Schnittstelle des Gerätes, sondern die gesamte Ablaufsteuerung des Meßablaufes, einschließlich der Generierung der notwendigen Steuersignale für die Zählerbausteine, etc. obliegt, ist es zunächst notwendig, anhand von Abbildung 16.5 die Zuordnung der einzelnen Ports des 68HC11 zu den Steuerleitungen der Gesamtschaltung zusammenzufassen.

Verwendet werden die Ports E, B und C, sowie zwei Leitungen von Port D, mit deren Hilfe die serielle Schnittstelle realisiert wird. Die einzelnen Zuordnungen finden sich in Tabelle 16.1. Alle Unterroutinen des Steuerprogrammes sind in Tabelle 16.2 zusammengefaßt.

Vor Beginn des eigentlichen Programmes wird zunächst eine Reihe von Konstanten definiert, um auf die einzelnen Ein-/Ausgabe- und Steuerregister zugreifen zu können. Wichtig ist in diesem Zusammenhang, daß die Adresse von `PORT_A` als Basisadresse für alle weiteren Zugriffe auf I/O-Register verwendet wird.

Der Initialisierungsabschnitt des Programmes umfaßt das Setzen des Stackpointers auf einen hinreichend kleinen beziehungsweise großen Wert (je nach Sichtweise) sowie das Löschen aller Bits von `PORT_B`, um zu verhindern, daß durch unzulässige Zustände Fehler oder gar Schäden an den TTL-Zählern auftreten (beispielsweise durch gleichzeitiges Setzen zweier `READ_x`-Steuerleitungen).

[9] Wobei nicht verschwiegen werden sollte, daß vor allem der Abgleich der 100s-Stellung des Abtastratenwahlschalters zu einer echten Geduldsprobe geraten kann.

Port	Quelle	Ziel
PE0...PE8	Ausgänge der TTL-Zähler	
PC0...PC3	Ausgänge des Scanrate-Auswahlschalters	
PB0		READ_0
PB1		READ_1
PB2		READ_2
PB3		STORE
PB4		Act-LED
PB5		CLEAR

Tabelle 16.1: Portzuordnungen des Magnetometers

Routinenname	Beschreibung
DELAY	Zentrale Einsprungstelle der Warteschleife. Die Routine liest die Stellung des Abtastratenwahlschalters aus, um den notwendigen Aufrufparameter für die Routine MSDELAY zu bestimmen.
MSDELAY	Die Routine stammt von Pascal Niklaus und Lukas Zimmermann und wartet eine durch den Wert des X-Registers bei Routinenbeginn festgelegte Zeitspanne.
HEXOUT	Diese Routine gibt ein Byte, das in Register A übergeben wird, als Folge zweier hexadezimaler Ziffern aus.
NIBOUT	NIBOUT gibt die unteren vier Bit des Registers A als Hexadezimalziffer über die serielle Schnittstelle aus.
BYTOUT	Diese Routine gibt das in Register A abgelegte Byte über die serielle Schnittstelle aus.

Tabelle 16.2: Die zentralen Routinen der Magnetometerfirmware

In einem weiteren vorbereitenden Schritt wird das Steuersignal CLEAR kurzzeitig auf 1 gesetzt, um sicherzustellen, daß alle Zählerbausteine mit 0 initialisiert werden.

Im Anschluß hieran wird die serielle Schnittstelle auf 9600 Baud, eine Wortlänge von 8 Bit ohne Parität und ein Stop-Bit gesetzt, indem entsprechende Bitmuster in die Steuerregister BAUD und SCCR2 geschrieben werden. Nach diesen Schritten ist die eigentliche Initialisierungsphase des Programmes abgeschlossen und der zentrale Zyklus, bestehend aus dem Warten einer durch den Stufenschalter einstellbaren Zeitspanne, dem Lesen des

Zählerstandes der TTL-Zähler, dem Rücksetzen der Zähler und schließlich dem Versenden der in ein lesbares Format konvertierten Meßwerte über die serielle Schnittstelle, beginnt.

Vor Beginn der eigentlichen Warteroutine `DELAY` werden zunächst alle Leitungen von `PORT_B` auf 0 zurückgesetzt. `DELAY` liest nun die aktuelle Stellung des Abtastratenwahlschalters aus (wobei zu beachten ist, daß zu einem Zeitpunkt nur eine der vier Leitungen auf 0 liegen kann, da alle Leitungen über Pullup-Widerstände auf High-Potential gelegt sind). Nach Bestimmung der aktuellen Schalterstellung wird zunächst ein Wert von 0 bis 3 in Register `A` abgelegt, um später über die serielle Schnittstelle ausgegeben zu werden, um so dem angeschlossenen Computer die momentan gültige Abtastrate mitzuteilen. Weiterhin wird bestimmt, wieviele Durchläufe die nachgeschaltete Routine `MSDELAY` vollziehen soll, um die nötige Wartezeit für das Zählen der Impulse des FGM-3h-Sensors zu bestimmen[10].

`MSDELAY` ist einer Sammlung von 68HC11-Routinen von Pascal Niklaus und Lukas Zimmermann des Institutes für Botanik der Universität Basel in der Schweiz entnommen und wird über lediglich einen Parameter, den Inhalt des Registers `X`, gesteuert, wobei dieser Wert in etwa der Anzahl an Millisekunden entspricht, die gewartet werden sollen[11].

Nach Ablauf der Routine `DELAY` wird also zunächst die innerhalb der Routine bestimmte Schalterstellung durch Aufruf der Routine `NIBOUT` als Hexadezimalziffer über die serielle Schnittstelle ausgegeben. Weiterhin wird ein Leerzeichen gesendet, um die Verarbeitung der Meßdaten durch das nachgeschaltete Computersystem zu vereinfachen.

Hiernach wird zunächst die Aktivitäts-LED auf der Frontplatte eingeschaltet, um anzuzeigen, daß ein Meßzyklus beendet wurde und die gewonnen Daten verarbeitet und über die serielle Schnittstelle gesendet werden. Gleichzeitig wird die `STORE`-Steuerleitung kurzzeitig auf 1 gesetzt, um den Zählerstand der TTL-Zähler in die Ausgaberegister der 74LS590-Bausteine zu kopieren. Danach werden die Zähler zurückgesetzt, um den nächsten Meßzyklus vorzubereiten, der automatisch beginnt, da die TTL-Zähler autonom arbeiten.

Im Anschluß hieran werden die drei Zählerbausteine der Reihe nach ausgelesen, indem die jeweils betreffende `READ_x`-Steuerleitung auf 1 gesetzt wird, um so den Inhalt des Ausgaberegisters des betreffenden Zählerbau-

[10] Zu beachten ist hierbei, daß aufgrund der Länge von 16 Bit für die Register `X` und `Y` nur Zeiten bis ca. 65 Sekunden erreicht werden können, so daß für die maximal wählbare Wartezeit von 100 s zwei aufeinanderfolgende Aufrufe von `MSDELAY` erfolgen müssen.

[11] Aus diesem Grunde muß auch das `X`-Register zu Beginn der Routine `DELAY` auf dem Stack gesichert und am Ende wieder restauriert werden, um nicht die Basisadresse für die Ansteuerung der I/O-Ports zu verlieren.

steines auf PORT_E des 68HC11 zu legen. Von hier wird der 8-Bit Wert in Register A kopiert und mit Hilfe der Routine HEXOUT als zweistellige Hexadezimalzahl auf die serielle Schnittstelle geschrieben.

Als abschließende Aktion eines jeden Meßzyklus wird ein Zeilenende, bestehend aus den Zeichen CR und LF[12] über die serielle Schnittstelle gesendet, bevor ein weiterer Zyklus beginnt.

16.3.4.1 MAGNETOMETER.ASM

```
*-----------------------------------------------------------------
*
* magnetometer.asm is the control program for the 68HC11 based
* magnetometer circuitry for adapting an FGM-3h flux gate
* magnetometer to a serial line interface.
*
*        01-DEC-2002, B. Ulmann fecit
*
*-----------------------------------------------------------------
* The 68HC11 ports are mapped to the surrounding electronics
* as follows:
*
*  PORT E: Input port for reading the values of the TTL-counter
*          chips
*  PORT C: Input Port for reading the setting of the scan rate
*          switch
*  PORT B: Output port for controlling the TTL circuitry
*          0: RD0                Select LSB chip for reading
*          1: RD1                Select next chip for reading
*          2: RD2                Select MSB chip for reading
*          3: STORE              Copy counter to TTL register
*          4: Activity LED       Control front panel LED
*          5: CLEAR              Clear counter
*
* All of these control signals are active high. Note that setting
* two RDx outputs to 0 simultaneously will damage the TTL
* circuitry!
*-----------------------------------------------------------------
PORT_A  EQU     $1000           ; 1st port, use this as base addr.
PORT_B  EQU     $4              ; Control outputs for TTL ctr, etc.
PORT_C  EQU     $3              ; Input port for scan rate switch
PORT_E  EQU     $A              ; Input port for TTL counter
BAUD    EQU     $2B             ; serial baud register
```

[12] ASCII 13 und ASCII 10

```
SCCR1   EQU     $2C             ; serial control register 1
SCCR2   EQU     $2D             ; serial control register 2
SCSR    EQU     $2E             ; serial status register
SCDR    EQU     $2F             ; serial tx/rx data register
TDRE    EQU     $80             ; Transmit Data Register Empty
                                ; bit pattern
*-----------------------------------------------------------------
* Now it's time to start
*-----------------------------------------------------------------
        ORG     $B600           ; EEPROM resident program image
*
* Setup registers and ports
*
        LDS     #$00C3          ; Set up stack
        LDX     #PORT_A         ; Set base register
        CLR     PORT_B,X        ; Clear all PORT_B lines
        LDAA    #%00100000      ; Set CLEAR control line
        STAA    PORT_B,X        ; Make change active
        CLR     PORT_B,X        ; And switch the line off again
*
* Initialize serial line interface to 9600, 8N1
*
        CLR     SCCR1,X
        LDD     #$300C
        STAA    BAUD,X
        STAB    SCCR2,X
*-----------------------------------------------------------------
* The main program starts here :-)
*-----------------------------------------------------------------
MAIN
*
* Now wait an appropiate amount of time as specified by the scan
* rate switch, switch the activity LED off before waiting, and on
* after the DELAY call returns. While doing this, toggle the STORE
* control line to copy the contents of the TTL counter chips into
* the output buffers and clear the counters.
*
        CLR     PORT_B,X        ; Set all control lines to off
        BSR     DELAY           ; Wait 100ms/1s/10s/100s, whatever
                                ; is desired
*
        JSR     NIBOUT          ; Write setting to serial line
        LDAA    #$20            ; Write a blank
        JSR     BYTOUT          ; to the serial line
```

```
*
        LDAA    #%00011000      ; Set activity LED and STORE
                                ; control lines
        STAA    PORT_B,X        ; and write this bit pattern to
                                ; PORT_B
        LDAA    #%00010000      ; Reset STORE control line
        STAA    PORT_B,X
        LDAA    #%00110000      ; Set CLEAR line
        STAA    PORT_B,X        ; and write this patter to PORT_B,
                                ; too
        LDAA    #%00010000      ; Reset CLEAR line
        STAA    PORT_B,X        ; Make change active
*
* Now it is time to read out the TTL counter chips successively
*
        LDAA    #%00010100      ; Set RD2
        STAA    PORT_B,X        ; Write new bit pattern to PORT_B
        NOP
        LDAA    PORT_E,X        ; Get counter value from MSB chip
        BSR     HEXOUT          ; Write value as hex value to
                                ; serial line
*
        LDAA    #%00010010      ; Set RD1
        STAA    PORT_B,X        ; Write new bit pattern to PORT_B
        NOP
        LDAA    PORT_E,X        ; Get counter value from chip in
                                ; the middle
        BSR     HEXOUT          ; Write value as hex value to the
                                ; serial line
*
        LDAA    #%00010001      ; Set RD0
        STAA    PORT_B,X        ; Write new bit pattern to PORT_B
        NOP
        LDAA    PORT_E,X        ; Get counter value from LSB chip
        BSR     HEXOUT          ; Write value as hex value to the
                                ; serial line
*
        LDAA    #%00010000      ; Clear RD0
        STAA    PORT_B,X
*
        LDAA    #$0D            ; Write a CR/LF to the serial line
        BSR     BYTOUT
        LDAA    #$0A
        BSR     BYTOUT
```

```
        BRA     MAIN            ; Redo from start :-)
*---------------------------------------------------------------
* DELAY waits an amount of time which is determined by the setting
* of the scan rate select switch
*---------------------------------------------------------------
DELAY   PSHX                    ; Save port base address register
        LDAA    PORT_C,X        ; Get switch setting
        ANDA    #$0F            ; Only the four lower bits are used
        CMPA    #$07            ; 100s selected?
        BNE     DNEXT1          ; No
        LDX     #$60000         ; Prepare first wait call
        BSR     MSDELAY         ; Now wait
        LDX     #$48678         ; Prepare second wait call
        BSR     MSDELAY         ; Wait the remaining time
        LDAA    #$3             ; Save switch setting for later
                                ; output
        PULX                    ; Restore port base address
                                ; register
        RTS
DNEXT1  CMPA    #$0B            ; 10s selected?
        BNE     DNEXT2          ; No
        LDX     #9994           ; Prepare to wait 9990ms
        BSR     MSDELAY         ; OK, wait
        LDAA    #$2             ; Save switch setting for later
                                ; output
        PULX                    ; Restore port base address
                                ; register
        RTS
DNEXT2  CMPA    #$0D            ; 1s selected?
        BNE     DNEXT3          ; No
        LDX     #992            ; Prepare to wait ca. 990ms
        BSR     MSDELAY         ; Start the delay routine
        LDAA    #$1             ; Save switch setting for later
                                ; output
        PULX                    ; Restore port base address
                                ; register
        RTS
DNEXT3  LDX     #92             ; Wait ca. 90 ms since main takes
                                ; about 10ms
        BSR     MSDELAY         ; Falling through is not an option
        CLRA                    ; Save switch setting for later
                                ; output
        PULX                    ; Restore port base address
                                ; register
```

```
        RTS
*-----------------------------------------------------------------
* The routine MSDELAY is stolen from Pascal Niklaus and Lukas
* Zimmermann, Institute of Botany, University of Basel/Switzerland.
* :-) The content of X determines the number of ms this routine
* will need to complete.
*-----------------------------------------------------------------
MSDELAY LDAA    #196
        NOP
        NOP
        BRN     DLY1
        BRA     DLY4
DLY1    LDAA    #199
DLY4    NOP
DLY2    NOP
        BRN     DLY1
        DECA
        BNE     DLY2
        DEX
        BNE     DLY1
        RTS
*-----------------------------------------------------------------
* HEXOUT writes the value of the byte stored in the accumulator a
* as a two character hex value to the serial line
*-----------------------------------------------------------------
HEXOUT  PSHA                    ; Save byte for processing of the
                                ; second nibble
        LSRA                    ; Get upper nibble
        LSRA
        LSRA
        LSRA
        BSR     NIBOUT          ; Write upper nibble to the serial
                                ; line
        PULA                    ; Restore original value
        BSR     NIBOUT          ; Write lower nibble to the serial
                                ; line
        RTS
*-----------------------------------------------------------------
* NIBOUT writes a hex nibble as ASCII character to the serial line
*-----------------------------------------------------------------
NIBOUT  ANDA    #$0F            ; Use only the lower four bits
        CMPA    #$09            ; Digit or letter?
        BGT     NIBLTR          ; Letter
        ADDA    #$30            ; Add ASCII offset to '0'
```

```
        BRA     NIB1            ; Continue output operation
NIBLTR  ADDA    #$37            ; ASCII offset to 'A'
NIB1    BSR     BYTOUT          ; Write byte contained in A to the
                                ; serial line
        RTS
*---------------------------------------------------------------
* BYTOUT writes the byte contained in accumulator A to the serial
* line
*---------------------------------------------------------------
BYTOUT  BRCLR   SCSR,X TDRE BYTOUT; Loop until transmit register
                                ;is empty
        STAA    SCDR,X          ; Output the byte
        RTS
```

16.4 Datenerfassung und Darstellung

Da die Ausgabedaten des Magnetometers im Klartextformat vorliegen, bietet sich zur Aufzeichnung beispielsweise ein einfaches Terminalprogramm mit der Möglichkeit, Logfiles zu erstellen, an. Eleganter ist jedoch die Verwendung eines eigenen kleinen Programmes zur Datenerfassung, das unter anderem in der Lage sein sollte, in regelmäßigen Abständen neue Files zu erzeugen, um so eine quasi parallele Aufnahme und Verarbeitung von Meßwerten zu ermöglichen.

Als Grundlage hierzu kann das in Abschnitt 17.5 beschriebene kleine C-Programm dienen, wobei lediglich darauf zu achten ist, daß der vom Magnetometer gelieferte Datenstrom pro Meßwert eine mit der Zeichenfolge `CR/LF` terminierte Zeile liefert, die als erstes Zeichen die gewählte Abtastrate in codierter Form enthält (eine Dezimalziffer), auf welche ein Leerzeichen folgt, an das sich der hexadezimal dargestellte Meßwert anschließt. Eine solche Zeile besitzt also beispielsweise die Gestalt

```
1 09A3F4
```

Die führende `1` repräsentiert die Abtastrate, mit welcher die Zähler des Magnetometers ausgelesen werden, während `09A3F4` dem Zählerstand 631796 entspricht.

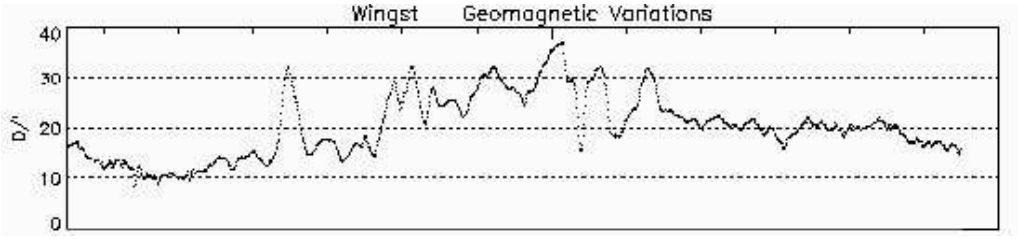


Abbildung 16.14: Magnetische Variationen, gemessen vom Erdmagnetischen Observatorium Wingst im Zeitraum vom 29.1.2003, 10 Uhr bis zum 30.1.2003, 10 Uhr

16.5 Datenbeispiel

Die mit dem FGM-3h-basierten Magnetometer erfassten Meßdaten verblüffen durch ihre Auflösung und Qualität, wie die beiden folgenden Abbildungen 16.14 beziehungsweise 16.15 beeindruckend vor Augen führen.

Figur 16.14 stellt die vom erdmagnetischen Observatorium Wingst[13] des Bundesamtes für Seeschiffahrt und Hydographie gemessenen magnetischen Variationen im Zeitraum vom 29. Januar 2003, 10 Uhr bis zum 30. Januar 2003, 10 Uhr dar, während Abbildung 16.15 die Meßdaten des in Abschnitt 16.3 vorgestellten Magnetometers für denselben Zeitraum enthält.

Auffällig ist neben der großen Ähnlichkeit der beiden Darstellungen, die fast einer Sinushalbwelle entsprechende Drift in Abbildung 16.15, die auf Temperaturschwankungen im Lauf der dargestellten Meßperiode zurückzuführen ist – die Abschirmung des eigentlichen Fluxgate-Magnetometersensors von Umwelteinflüssen kann gar nicht gut genug sein. Ideal wäre beispielsweise die Verwendung eines Dewargefäßes wie einer Thermosflasche o.ä.

Abbildung 16.16 zeigt die innerhalb der ersten beiden Januarwochen des Jahres 2003 am Standort Hettenhain gemessenen Variationen des Erdmagnetfeldes (in *arbitrary units*).

16.6 Abgleich

Ein Abgleich des Magnetometers ist in gewissen Grenzen auch möglich, wobei mit vertretbarem Aufwand vermutlich jedoch keine allzu großen Genauigkeitsansprüche befriedigt werden können. Grundelement einer hierfür verwendbaren Vorrichtung ist eine zylindrische Luftspule der Länge l, die aus n Windungen beispielsweise eines Kupferlackdrahtes besteht.

Als Grundkörper für eine solche Spule bietet sich Installationsrohr mit einem Durchmesser von z.B. 5 Zentimetern an, wie es in jedem Baumarkt

[13] `http://www.bsh.de/de/Meeresdaten/Beobachtungen/Erdmagnetismus/1806.jsp`

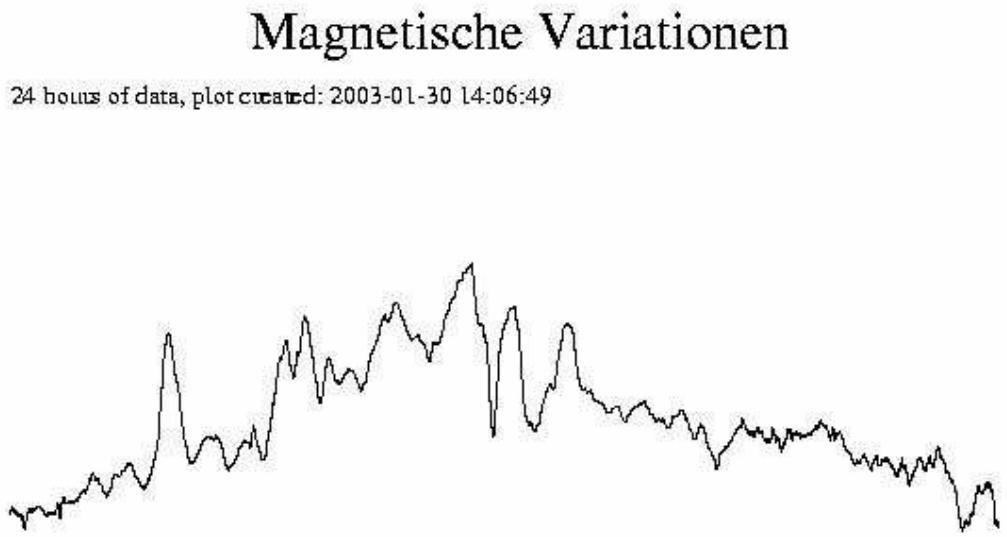


Abbildung 16.15: Magnetische Variationen, gemessen mit dem Selbstbaumagnetometer im Zeitraum vom 29.1.2003, bis zum 30.1.2003

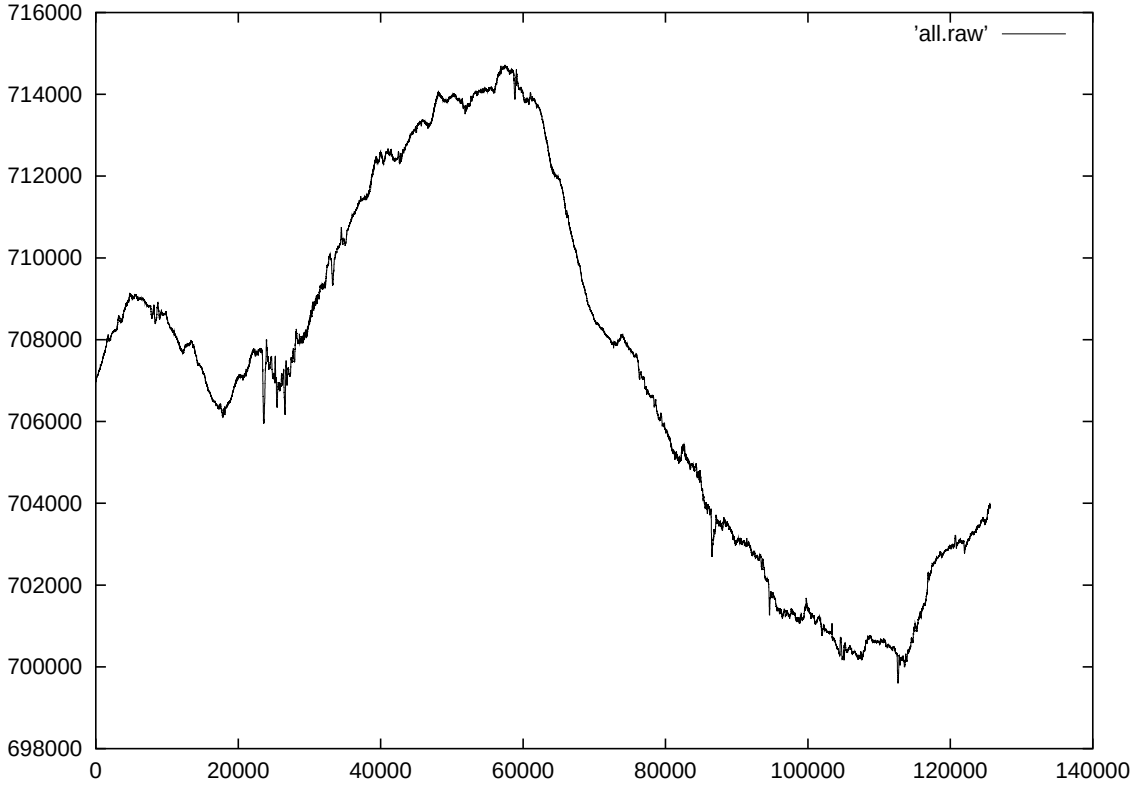


Abbildung 16.16: Magnetische Variationen im Verlauf der ersten beiden Januarwochen 2003

in der Sanitärabteilung erworben werden kann. Damit der Draht beim Wickeln nicht abrutscht, bietet es sich an, die Außenwand des Rohres mit doppelseitigem Klebeband zu belegen, auf welches wiederum die eigentlichen Windungen der Spule aufgebracht werden.

Innerhalb einer solchen zylindrischen Luftspule bildet sich ein recht homogenes Magnetfeld aus, das in der Mitte der Spule und mit zunehmender Spulenlänge an Homogenität zunimmt. Da der Sensor des Magnetometers selbst nur ca. 6 Zentimeter in der Länge mißt, dürfte eine wirksame, d.h. mit Draht belegte Spulenlänge von 25 Zentimetern ausreichend sein.

Die magnetische Feldstärke H einer solchen Spule, die in $\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{m}}$ gemessen wird, ergibt sich zu

$$H = \frac{nI}{l},$$

wobei mit I der Spulenstrom bezeichnet wird. Die magnetische Flußdichte B hängt von H wie folgt ab:

$$B = \mu_0 \mu_r H$$

Hierbei repräsentiert μ_0 die *Vakuumpermeabilität*, für die gilt: $\mu_0 = 4.7\pi 10^{-7} \frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{Am}}$. Die Permeabilität einer Substanz beschreibt ihre Durchlässigkeit für magnetische Felder – μ_0 im speziellen wird mitunter auch als *magnetische Feldkonstante* bezeichnet.

Für Substanzen, d.h. für den Fall eines Magnetfeldes, das nicht im Vakuum auftritt, wird μ_0 mit einem stoffabhängigen, dimensionslosen Faktor μ_r multipliziert, der beispielsweise für Luft gleich 1 ist.

Umgekehrt gilt also für den notwendigen Spulenstrom zur Erzeugung einer bestimmten magnetischen Flußdichte:

$$I = \frac{Bl}{\mu_0 \mu_r n} \tag{16.1}$$

Sei nun eine Spule mit einer wirksamen Länge von 25 Zentimetern gegeben, die mit 1mm durchmessendem Kupferdraht belegt ist, so ergibt sich für die Erzeugung einer magnetischen Flußdichte von 10nT nach (16.1) ein notwendiger Spulenstrom von 6.7725mA, so daß als Hauptproblem eines möglichst genauen Abgleiches des Magnetometers die etwas einfachere Forderung erscheint, geringe Ströme mit hoher Auflösung messen zu können, was jedoch bereits mit verhältnismäßig preisgünstigen Meßinstrumenten möglich ist.

Kapitel 17

Ein Mehrkanal-A/D-Wandler

Zu guter Letzt fehlt noch eine Möglichkeit, die Meßwerte, welche mit Hilfe der in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Seismometer und Geophone gewonnen werden können, auf einfache Art und Weise einer möglichst automatischen Weiterverarbeitung mit Hilfe eines Computers zuführen zu können.

Zwar gibt es eine Reihe fertiger Analog-Digital-Wandler, die fertig aufgebaut erhältlich sind und die konvertierten Daten über die verschiedensten Kanäle an einen Rechner liefern können (es gibt Steckkartensysteme für PCs, es gibt mittlerweile USB-basierte Wandler, etc.). Allen diesen Lösungen ist aber neben einer gewissen Unsportlichkeit, da sie bereits fertig aufgebaut sind, auch eine gewisse Unflexibilität eigen: Entweder unterstützen sie nur wenige Kanäle, oder bieten – zumindest bei begrenztem Anschaffungsbudget – eine nur geringe Auflösung von beispielsweise 12 Bit.

Ein weiterer Nachteil ist, daß die überwiegende Mehrzahl aller solcher Systeme auf die Verwendung im Zusammenhang mit PCs ausgelegt ist, was ebenfalls als gravierender Nachteil angesehen werden kann, werden doch nicht PC-basierte Workstations, die teilweise sehr preiswert auf dem Gebrauchtmarkt erworben werden und oft unter gängigen Betriebssystemen wie NetBSD oder LINUX (oder, nicht zuletzt, OpenVMS) betrieben werden können, von einer Verwendung zusammen mit solchen AD-Wandlern ausgeschlossen.

Aus diesem Grunde stellen die folgenden Abschnitte einen 8-Kanal Analog-Digital-Wandler mit einer Auflösung von 16 Bit und einer Abta-

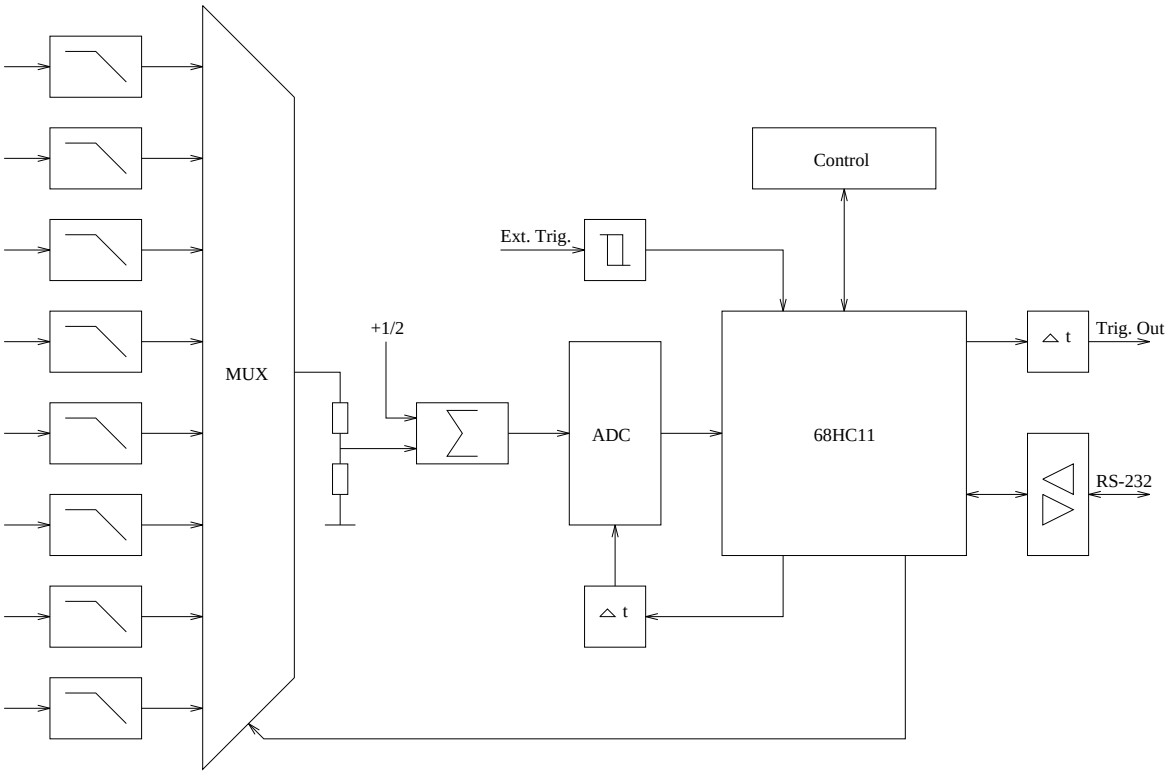


Abbildung 17.1: Blockschaltbild des 8-kanal A/D-Konverters

strate von bis zu 25Hz (was für die in Frage kommenden Signalfrequenzen, wie sie im Zusammenhang mit den beschriebenen Meßgeräten auftreten, mehr als ausreichend ist und bei Bedarf auch gesteigert werden kann) zum Selbstbau vor.

17.1 Die Blockschaltung

Abbildung 17.1 zeigt das Blockschaltbild des AD-Wandlers, das sich in fünf Grundeinheiten gliedert (neben der unvermeidlichen Stromversorgung), die im folgenden detailliert beschrieben werden. Herzstück des Wandlers ist ein Baustein von Burr-Brown (mittlerweile Texas Instruments), ADS7807, der bei einer Auflösung von 16 Bit eine maximale Abtastfrequenz von bis zu 100kHz ermöglicht und sich darüberhinaus durch einen weiten Bereich möglicher Eingangsspannungen auszeichnet.

Die Steuerung des Wandlersystems obliegt einem Microcontroller, wobei – wie bereits in Kapitel 16 – ein Chip des Typs 68HC11A1 zum Einsatz gelangt.

17.2 Die Schaltung

Die Schaltung des AD-Wandlers ist im großen und ganzen sehr konventionell ausgelegt und erfordert – abgesehen vom eigentlichen Wandlerbaustein ADS7807 – keinerlei außergewöhnliche Bauelemente und kann ohne Schwierigkeiten auf einer einzigen Europaplatine aufgebaut werden.

17.2.1 Die Stromversorgung

Die Stromversorgung des Wandlers stellt keine besonderen Anforderungen an ihre Auslegung – sie muß lediglich neben den beiden Versorgungsspannungen von ±5 Volt für den analogen Teil der Schaltung eine weitere +5 Volt Versorgungsspannung für den Digitalteil zu liefern im Stande sein, die möglichst gut von den anderen Spannungen entkoppelt sein sollte, um sicherzustellen, daß keine hochfrequenten Störungen der Digitalelektronik in die analogen Schaltungsteile einkoppeln können.

Abbildung 17.2 zeigt die Ausführung der Stromversorgung: Mit Hilfe dreier getrennter, integrierter Spannungsregler der Typen 7805 beziehungsweise 7905 werden alle benötigten Versorgungsspannungen erzeugt. Jeder Spannungsregler ist durch eine zu ihm antiparallel geschaltete Freilaufdiode gegen unerwartete Stromrückflüsse für den Fall eines Versorgungsspannungsausfalles geschützt, alle Ein- und Ausgänge der Spannungsregler werden durch eine Kombination aus einem 100μF- sowie einem 100nF-Kondensator geglättet.

In den folgenden Abbildungen gilt, daß die beiden Versorgungsspannungen für die analogen Schaltungsteile mit `+/-5VA` und die Versorgungsspannung für die digitalen Teile mit `+5VD` bezeichnet werden, um sicherzustellen, daß stets deutlich wird, welcher Teil von welcher Versorgungsspannung abhängt.

17.2.2 Das Bedienfeld

Der, nach der Stromversorgung, nächsteinfache Schaltungsblock besteht aus den Bedienelementen, mit deren Hilfe die Steuerung des AD-Wandlers vorgenommen werden kann und der in Abbildung 17.3 dargestellt ist.

An Anzeigeelementen finden sich hier lediglich zwei Leuchtdioden: Eine dient als Einschaltanzeige, während die andere während der Dauer eines Wandlungszyklus eingeschaltet wird.

Neben dieser optischen Anzeige eines Konversionszyklus wird ein low-aktives Signal über eine BNC-Buchse ausgegeben, mit dessen Hilfe neben

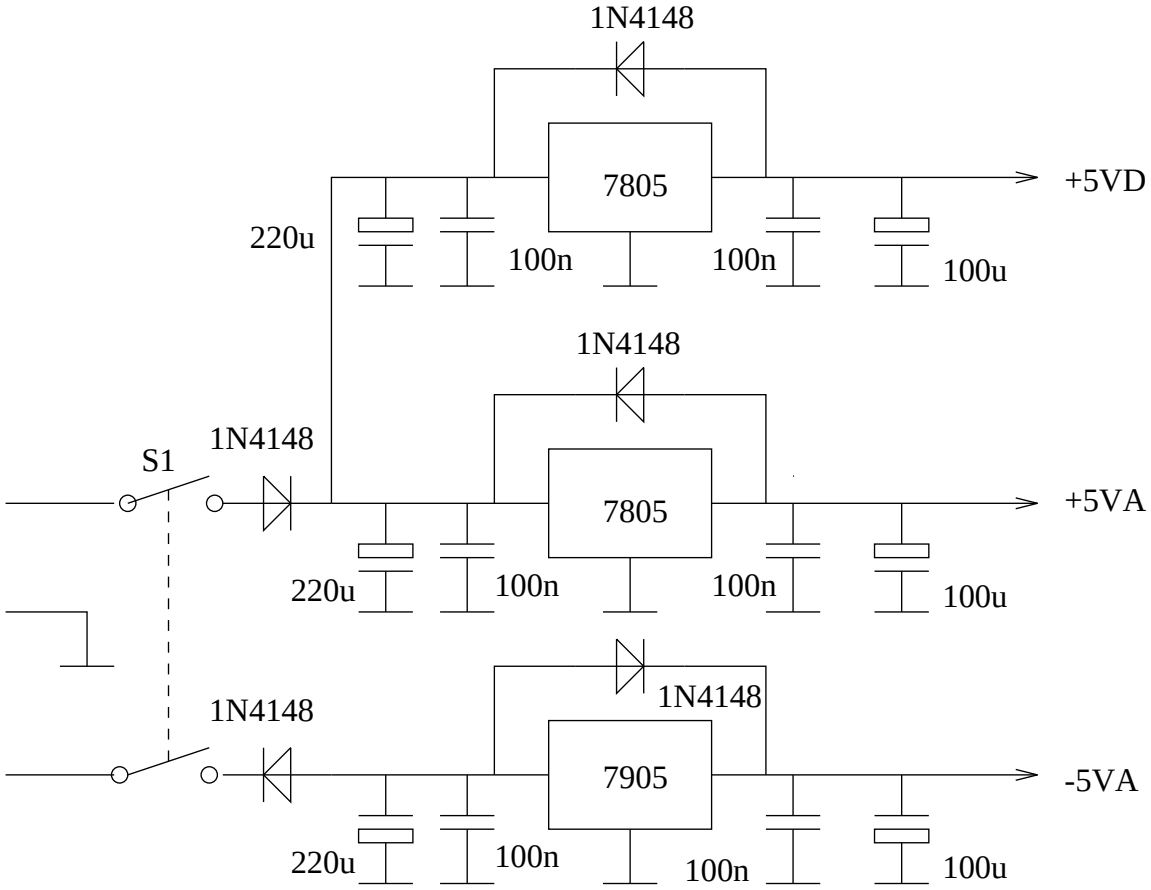


Abbildung 17.2: Die Stromversorgung des AD-Wandlers

einer einfachen Bestimmung der Zeitdauer eines Meßzyklus auch eine Synchronisation weiterer Wandler- und Meßsysteme möglich ist. Dieses Signal, `TRIG_OUT`, wird mit Hilfe eines Gatters des Typs 74LS14 gepuffert und direkt an der entsprechenden BNC-Buchse zur Verfügung gestellt.

Umgekehrt existiert ein Eingang für eine externe Synchronisation mit Hilfe eines ebenfalls lowaktiven Eingangssignales, das nach Durchlaufen einer Amplitudenbegrenzerstufe, bestehend aus einem 1k Reihenwiderstand und einer 4.7 Volt Zenerdiode, durch einen Schmitt-Trigger-Inverter des Typs 74LS14 aufbereitet und dem Microcontroller zugeführt wird.

Darüberhinaus gestattet es der Schalter `S2`, dem Microcontroller 68HC11A1 die gewünschte Abtastrate mitzuteilen, indem eine von vier Steuerleitungen (`RATE_0` bis `RATE_3`) auf 0 gezogen wird, während die anderen Leitungen mit Hilfe von Pullup-Widerständen auf 1-Potential gehalten werden.

17.2.3 Die Eingangsfilter

Nach Betrachtung dieser beiden grundlegenden Stufen der Blockschaltung ist es an der Zeit, sich dem analogen Teil der Schaltung zuzuwenden. Hier-

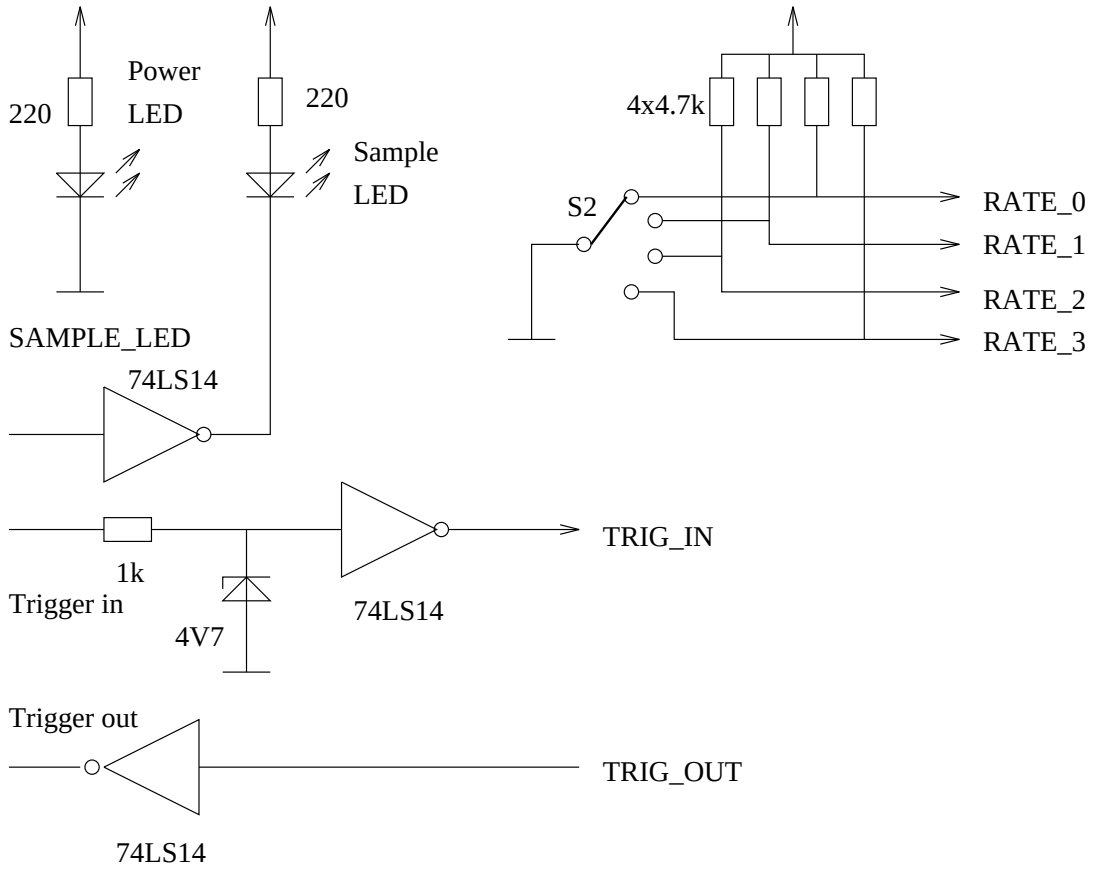


Abbildung 17.3: Die Schaltung des Bedienfeldes

bei ist zunächst zu überlegen, in wie weit und mit welchen Methoden der Frequenzumfang der Eingangssignale nach oben hin begrenzt werden soll, um Aliasingeffekte möglichst effektiv ausschließen zu können.

Zunächst gilt das in Abschnitt 6.1 bezüglich des Verhältnisses zwischen Abtastfrequenz und höchstem zulässigen Frequenzanteil des umzuwandelnden Signales gesagte, d.h. bei einer maximalen Abtastfrequenz von $f_a = 25\text{Hz}$ darf der höchstfrequente Anteil des zu konvertierenden Signales nicht die Frequenz $\frac{f_a}{2} = 12.5\text{Hz}$ übersteigen. Allerdings muß darüberhinaus berücksichtigt werden, daß kein technisch realisierbares Filter eine rechteckige Durchlaßkurve aufweisen kann, so daß nach Abschnitt 6.3, Tabelle 6.2, bei einer Abtastfrequenz von 25Hz und einem Butterworthfilter sechster Ordnung eine Grenzfrequenz des Filters von 6.25Hz gewählt werden müsste, um Aliasingeffekte in beherrschbaren Größenordnungen zu halten.

Wie aus Abbildung 17.4, die eine der acht identischen Eingangsfilterstufen des AD-Wandlers darstellt, ersichtlich ist, kommt in der vorliegenden Schaltung jedoch lediglich ein Filter zweiter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 10Hz zum Einsatz – eigentlich ein klarer Verstoß gegen das in Abschnitt 6.3 gesagte und somit bestenfalls ein Kompromiß. Allerdings ein Kompromiß, der im Zusammenhang mit den Meßinstrumenten der vor-

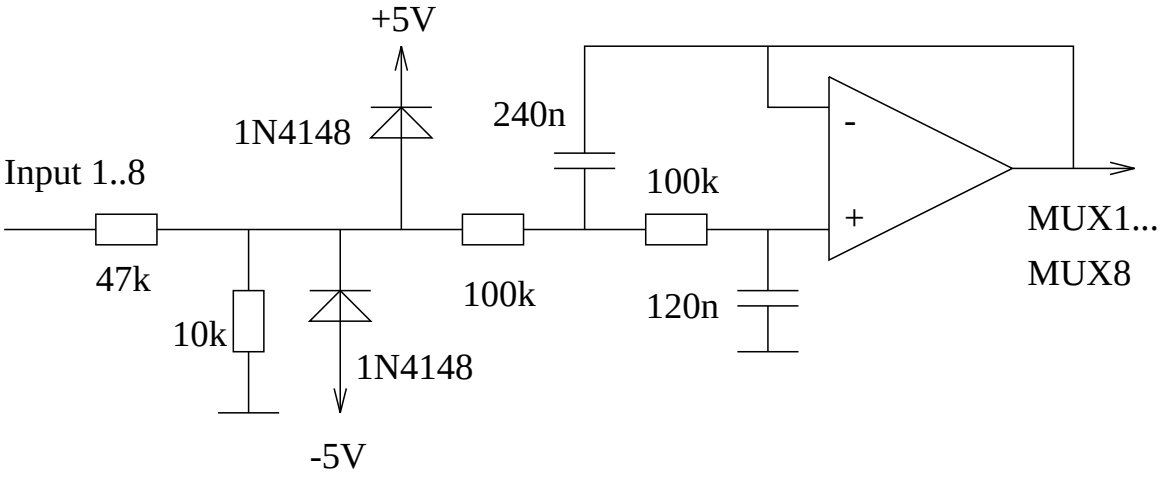


Abbildung 17.4: Eine der acht Eingangsstufen des AD-Wandlers

angegangenen Abschnitte sowie den vorgestellten Verstärkern ohne allzu großes Risiko eingegangen werden kann, da sich nicht nur die Filterstufen der Verstärker und des AD-Wandlers quasi ergänzen, sondern zusätzlich erleichternd hinzukommt, daß der Ausgangsfrequenzbereich der Meßinstrumente prinzipbedingt eingeschränkt ist, so daß die eingesetzten Filter in erster Linie dafür Sorge zu tragen haben, eingekoppelte Netzstörungen, die hauptsächlich im Bereich von 50Hz sowie ganzzahligen Vielfachen hiervon wirksam werden, abzuschwächen.

Abgesehen von dieser Parameterwahl weist die Schaltung aus Abbildung 17.4 keine weiteren Besonderheiten auf: Einem Eingangsspannungsteiler, der die Linearität der Stufe erhöht, sowie einer klein ausgelegten Schutzeingangsstufe, bestehend aus zwei Kleinsignaldioden, die verpolt gegen die beiden Versorgungsspannungen geschaltet sind, schließt sich direkt das zweistufige Butterworthfilter an. Der 1M Widerstand gegen Masse ist nötig, um unbeschaltete Eingänge auf ein definiertes Potential zu legen, da aufgrund des hohen Eingangswiderstandes der Schaltung etwaige Störspannungen relativ lange wirksam bleiben.

17.2.4 Der Eingangsmultiplexer mit Signalaufbereitung

Nach Durchlaufen der acht eben dargestellten, identischen Filterstufen gelangen die Eingangssignale an einen achtfach-Multiplexer des Typs MAX328, der sich durch sehr geringe Widerstandswerte im durchgeschalteten Zustand auf der einen und sehr hohe Widerstände im getrennten Zustand auf der anderen Seite auszeichnet.

Angesteuert durch die Pegel der drei Adressleitungen `MUX_ADDR0` bis `MUX_ADDR2` schaltet der Multiplexer eine der acht Eingangsleitungen auf den

Ausgang an Pin 8 durch, woran sich eine weitere Signalaufbereitungsstufe anschließt.

Wie alle anderen in diesem Buch vorgestellten Schaltungen ist der vorliegende AD-Wandler auf einen Eingangsspannungsbereich von ±5 Volt ausgelegt – der verwendete Wandlerbaustein ADS7807 bietet als mögliche Eingangsbereiche jedoch ±10 Volt, 0...+5 Volt und 0...+4 Volt an, so daß das Ausgangssignal des Multiplexers in jedem Fall einer Nachverarbeitung unterworfen werden muß.

In der vorliegenden Schaltung wird der Eingangsbereich 0...+4 Volt des ADS7807 verwendet: An den Multiplexer MAX328 schließt sich zunächst eine Impedanzwandlerstufe an, um sicherzustellen, daß die folgenden Stufen hinsichtlich ihres Verhaltens nicht stark von den realen Übergangswiderständen des MAX328 abhängen. Diesem Impedanzwandler folgt ein Addierer, der zu der eigentlichen, zu konvertierenden Spannung, die noch symmetrisch um den Nullpunkt herum liegt, eine Spannung addiert, um den Nullpunkt entsprechend auf +2V zu verschieben.

Diese Nullpunktverschiebung wird durch das Spindelpotentiometer `P1` eingestellt (siehe Abschnitt 17.3). Die Verstärkung dieses Addierers kann darüberhinaus durch das Potentiometer `P2` eingestellt werden, um den Spannungsbereich, den das Ausgangssignal dieser Stufen überstreichen kann, zu justieren.

Dem Addierer folgt eine abschließende Umkehrerstufe, deren Ausgang aus Sorge um den teuren Wandlerbaustein mit einer 4.7V Z-Diode gesichert ist. Mit dieser Schaltung wird der zulässige Eingangsspannungsbereich von ±5V nach erfolgter Filterung auf den Bereich 0...+4V abgebildet, der direkt von dem verwendeten Wandlerbaustein verarbeitet werden kann.

Die Gesamtschaltung des Multiplexers mit den nachfolgenden Signalkonditionierungsstufen zeigt Abbildung 17.5. Wichtig ist in diesem Zusammenhang, daß für die drei hier verwendeten Operationsverstärker echte Rail-to-Rail-Typen, wie beispielsweise der AD8625 o.ä., zum Einsatz kommen.

17.2.5 Der A/D-Konverter

Nach den beschriebenen Signalaufbereitungsstufen schließt sich nun endlich der eigentliche AD-Wandler-Baustein an, wobei, wie bereits erwähnt, ein Chip des Typs ADS7807 (siehe [10][S.2.258...2.276]) zum Einsatz kommt, dessen äußere Beschaltung in Abbildung 17.6 dargestellt ist. Durch die gewählte Beschaltung der beiden Eingänge `R1` und `R2` wird der mögliche Eingangsspannungsbereich von 0...+4 Volt ausgewählt, dessen Einhaltung die vorangehenden Schaltungsteile dienen.

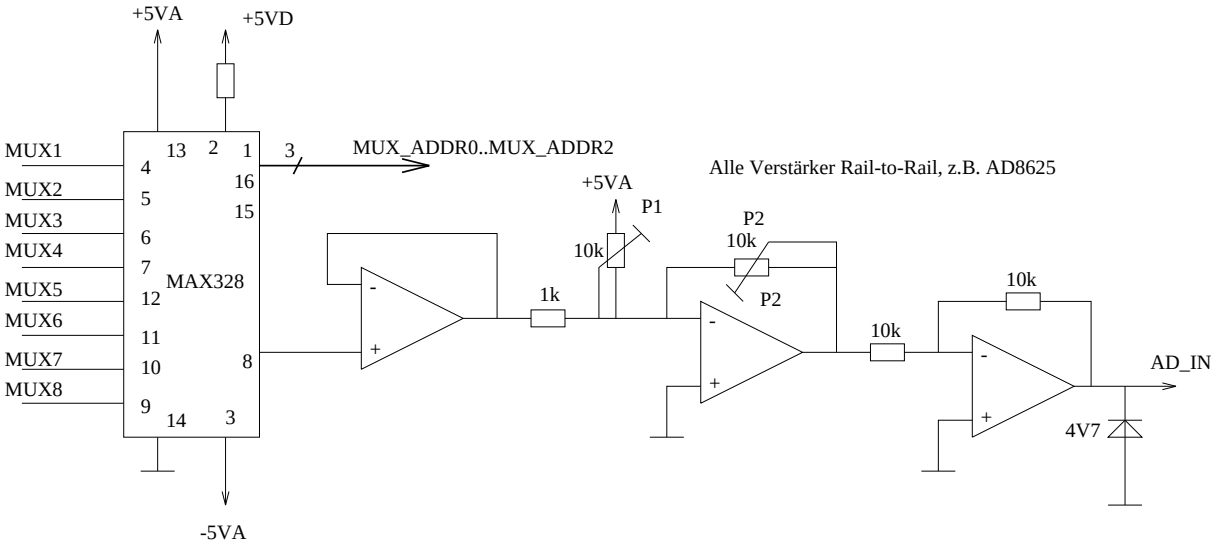


Abbildung 17.5: Der achtfach-Eingangsmultiplexer mit nachfolgender Signalkonditionierung

Obwohl es sich bei dem AD-Wandler-Baustein im Grunde genommen um einen Mischsignalbaustein handelt, der sowohl analoge als auch digitale Schaltungsteile beinhaltet und auch über getrennte Versorgungsspannungseingänge zur Versorgung der digitalen und analogen Subsysteme verfügt, wurden im vorliegenden Design beide Versorgungsspannungen aus der `+5VA`-Spannung versorgt.

Dies hat seinen Grund in der Tatsache, daß der ADS7807 voraussetzt, daß die digitale 5 Volt Versorgungsspannung den Wert der positiven Versorgungsspannung des Analogteiles keinesfalls überschreiten darf. Kann dies nicht gewährleistet werden, tritt ein Latchup-Effekt ein (bei dem sich innerhalb des Chips vorhandene PN-Übergänge zu unerwünschten, parasitären Dioden und Transistoren zusammenfinden, die zu einer schnellen Überhitzung des Bausteines und damit seiner Zerstörung führen), dem nur durch sofortiges Abschalten der Versorgungsspannungen zu begegnen ist. Zu diesem Themenkreis rät das Datenblatt des ADS7807 (siehe [10][S.2.273]): *„The ADS7807 should be considered as an analog component.“*, so daß die getrennte Versorgung der digitalen und analogen Schaltungsteile des ADS7807 nicht zu empfehlen ist.

Die wichtigsten Steuerein- beziehungsweise -ausgänge des ADS7807 (und die einzigen, welche in dieser Schaltung verwendet werden) sind:

`READ/CONVERT:` Ein mindestens 40ns dauerndes Lowsignal an diesem Steuereingang zieht die Konversion des Analogsignales nach sich. Liegt an diesem Eingang ein Highpegel an, wird hierdurch das Auslesen der Resultate der letzten Konversion eingeleitet (allerdings in Abhängigkeit des Pegels der `/BUSY`-Leitung, s.u.).

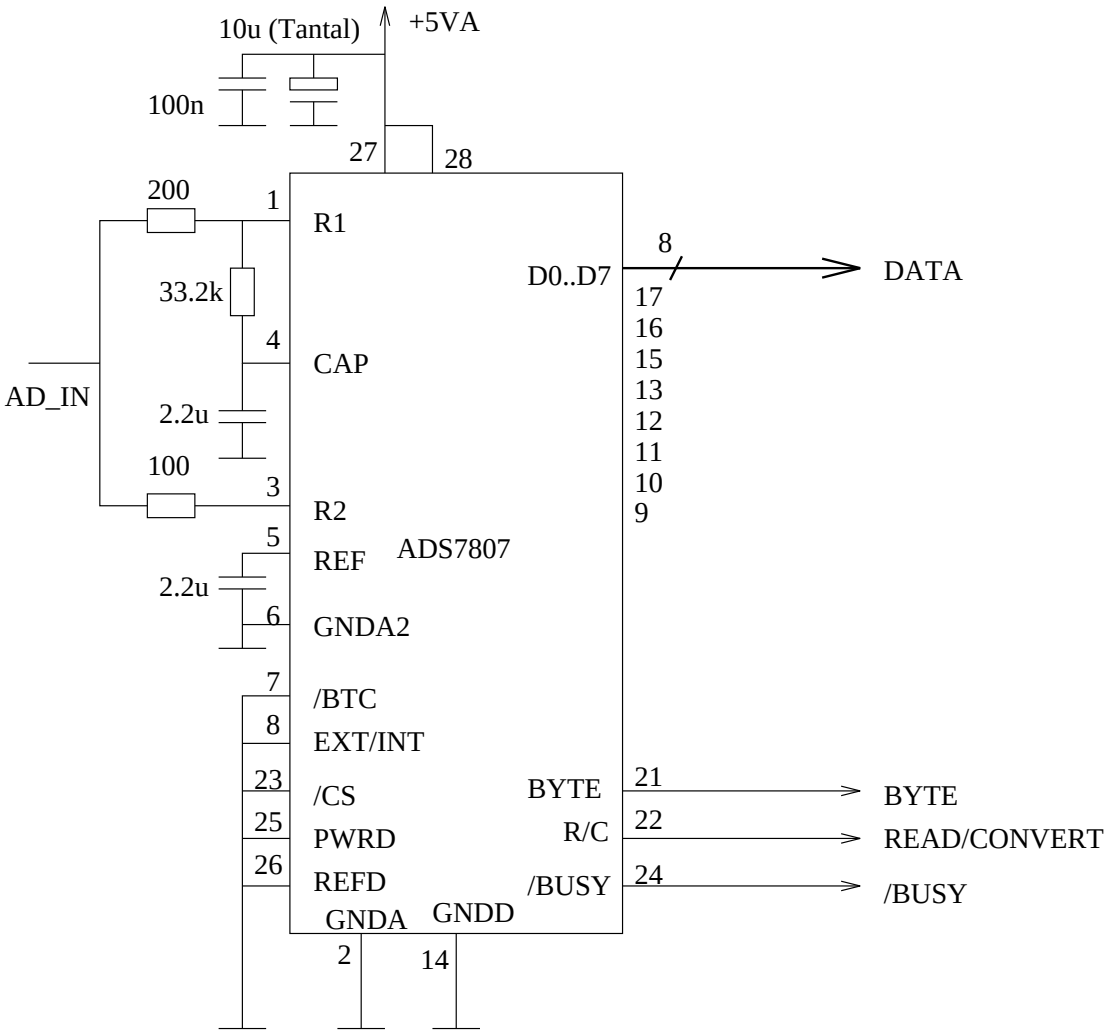


Abbildung 17.6: Der Wandlerbaustein ADS7807 in seinem Umfeld

/BUSY: Solange ein Wandlungsvorgang abläuft, liegt der Steuerausgang `/BUSY` auf Lowpegel. Ein Anstieg auf High kennzeichnet das Ende des Konversionszyklus, ist also Zeichen dafür, daß die 16 Bit des Umwandlungsergebnisses ausgelesen werden können.

BYTE: Befindet sich der `/BUSY`-Ausgang auf Highpegel, ist also eine Konversion erfolgreich abgeschlossen worden und besitzt darüberhinaus die Eingangsleitung `READ/CONVERT` ebenfalls Highpegel, so kann mit Hilfe des `BYTE`-Eingangs gesteuert werden, ob das höchst- oder niederwertigste Byte des 16 Bit umfassenden Konversionsergebnisses ausgelesen wird. Ein Lowpegel an diesem Steuereingang führt dazu, daß die oberen 8 Bit des Resultates auf den Datenbus gelegt werden; ein Highpegel liefert entsprechend die unteren 8 Bit zurück.

17.2.6 Der Microcontroller

Die Schaltung des verwendeten Microcontrollers des Typs 68HC11A1 entspricht im grossen und ganzen dem bereits in den Abschnitten 16.3.2.2 beziehungsweise 16.3.2.4 gesagten.

Die Startuplogik entspricht exakt der in Abbildung 16.7 dargestellten (siehe Abschnitt 16.3.2.4) – drei der vier Analogschalter eines CD4066 dienen dazu, während der ersten Momente des Einschaltvorganges eine Verbindung zwischen der Sende- und Empfangsleitung der seriellen Schnittstelle des 68HC11A1 herzustellen, die jedoch durch Entfernen eines Jumpers unterbunden werden kann, um eine externe Programmierung des Microcontrollerbausteines zu ermöglichen.

Der eigentliche Microcontroller steht über die Leitungen der Ports `PORT_E`, `PORT_B` und `PORT_C` mit den restlichen Teilen der Schaltung in Verbindung. `PORT_E` ist direkt mit dem 8-Bit breiten Ausgabebus des ADS7807 verbunden und dient zum Einlesen der Umwandlungsergebnisse. `PORT_C` dient der Abfrage der Bedienelemente der Frontplatte, sowie der `/BUSY`-Leitung des AD-Wandlerbausteins, während `PORT_B` die Steuerung des Eingangsmultiplexers MAX328, der Abtastzyklus-LED, des Triggerausganges sowie der `READ/CONVERT`- und `BYTE`-Steuerleitungen des ADS7807 übernimmt.

Die externe Beschaltung des Microcontrollers (abgesehen von der bereits erwähnten Startuplogik) ist in Abbildung 17.7 dargestellt und beeinhaltet keine erwähnenswerten Besonderheiten.

17.3 Aufbau und Abgleich

17.3.1 Aufbau

Der Aufbau des AD-Wandlers stellt keine allzu großen Anforderungen an die Ausführung – trotzdem sollte in erster Linie darauf geachtet werden, daß eine möglichst strikte Trennung zwischen dem Analog- und dem Digitalteil der Schaltung eingehalten wird, um Einstreuungen hochfrequenter Störungen aus dem Digitalteil in die analogen Schaltungskomponenten gering zu halten.

Abbildung 17.8 zeigt exemplarisch den Aufbau des Prototypen-AD-Wandlers. Klar zu erkennen sind die drei Hauptteile der Schaltung: In der linken unteren Ecke finden sich die drei Spannungsregler aus Abbildung 17.2, an die sich nach rechts hin die rein digitalen Bauelemente anschließen (der Pegelwandler MAX232, der seriellen Schnittstelle, der Schmitt-Trigger-

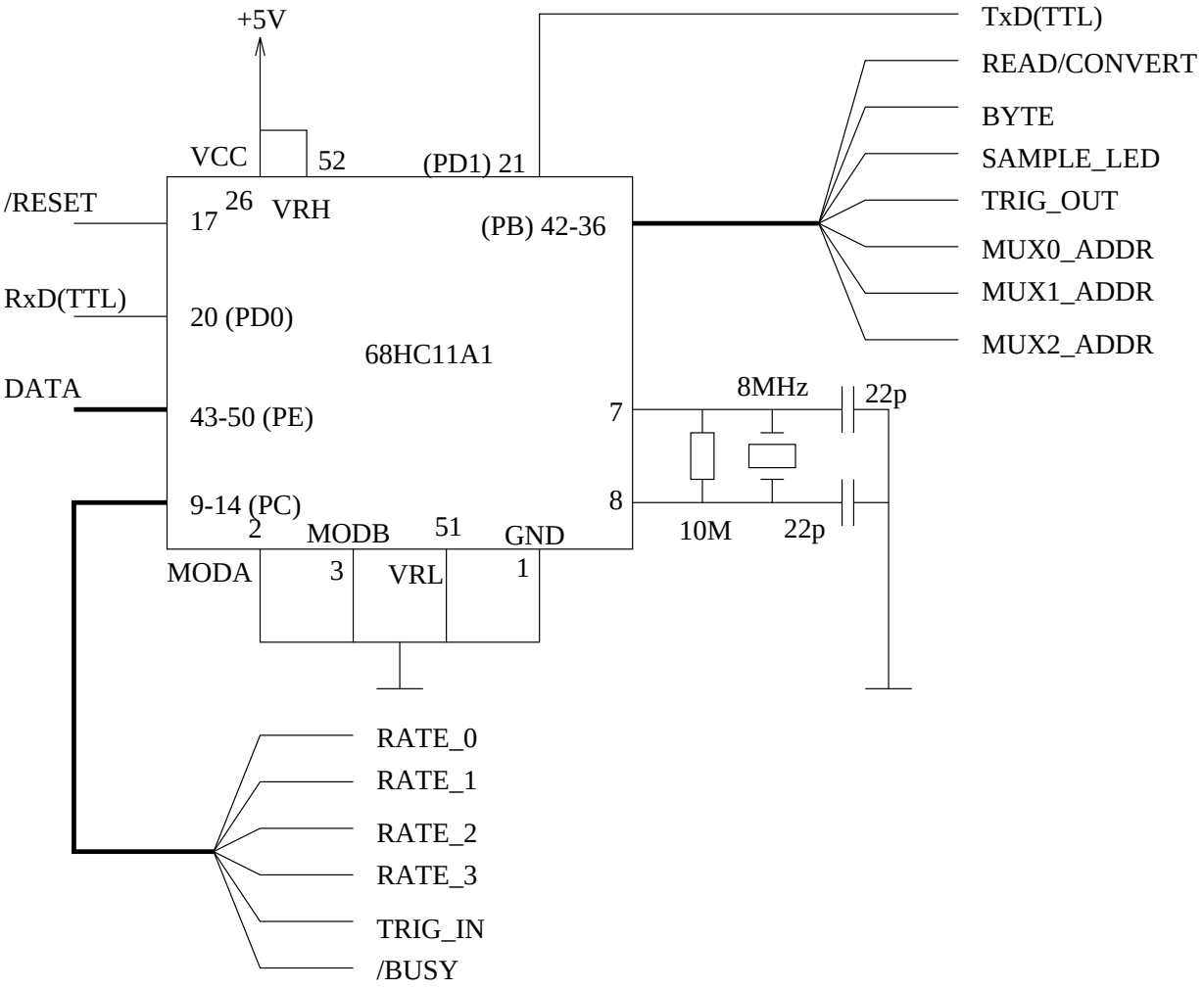


Abbildung 17.7: Der Microcontroller des AD-Wandlers

Inverter 74LS14, der vierfach-Analogschalter CD4066 der Startuplogik sowie der Microcontrollerbaustein 68HC11A1).

An der oberen Seite der Platine finden sich alle analogen Komponenten der Schaltung. Von links nach rechts sind dies: Die passiven Bauteilnetzwerke der acht Eingangstiefpaßfilter, die beiden vierfach-Operationsverstärker des Typs TL084, aus denen sich die Eingangsfilter zusammensetzen, der achtfach-Multiplexer MAX328, der vierfach-Rail-to-Rail-Operationsverstärker ADS8625 für die anschließende Signalaufbereitung nach Abbildung 17.5 sowie der AD-Wandlerbaustein ADS7807.

Die folgende Abbildung 17.9 zeigt die Platine nach dem Einbau in das Gehäuse – auf der linken Seite ist das Bedienfeld zu erkennen, wobei die Verbindungen zwischen der Platine und den Elementen des Bedienfeldes mit Hilfe zweckentfremdeter 16-poliger DIL-Fassungen erfolgt (was bei Verwendung hochwertiger Fassungen erstaunlich gute Ergebnisse liefert und darüberhinaus eine einfache Trennung der Verbindungen ermöglicht).

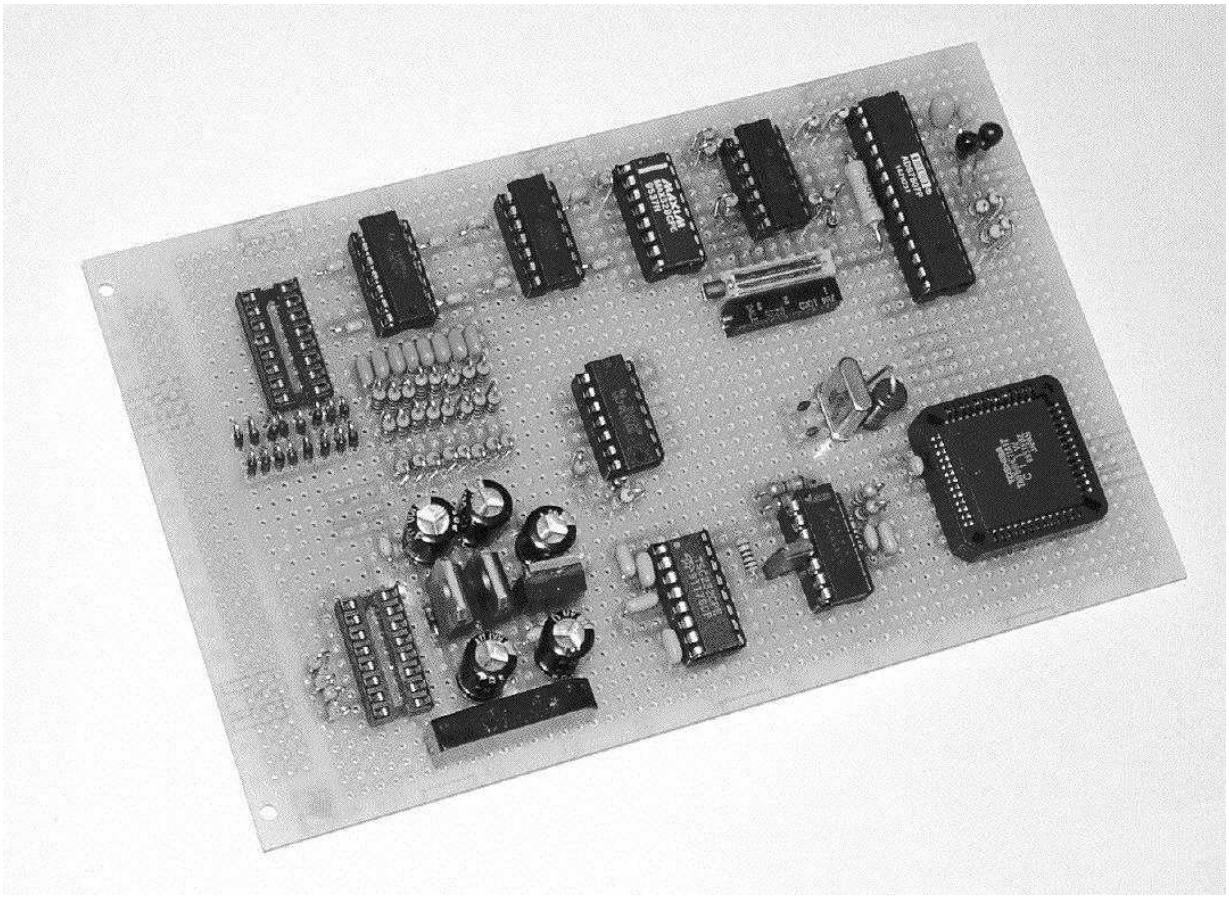


Abbildung 17.8: Die Hauptplatine des AD-Wandlers

Das Äußere des AD-Wandlers zeigt Abbildung 17.10. Die Frontplatte ist in zwei Hälften unterteilt: Auf der linken Seite finden sich acht BNC-Buchsen, welche mit den acht Eingangsfiltern des Wandlers verbunden sind, während sich auf der rechten Seite alle restlichen Elemente finden. Dies sind, von oben nach unten und von rechts nach links: Der Ein-Aus-Schalter, die Power-On-LED, die LED, welche den Ablauf eines Konversionszyklus anzeigt, sowie der Stromversorgungsstecker. Links daneben finden sich der Abtastratenwahlschalter (ein vierstufiger Drehschalter), der externe Trigger-Eingang, der Trigger-Ausgang sowie eine 9-polige SUB-D-Buchse für die serielle Verbindung zum meßwerteaufnehmenden externen Rechner.

17.3.2 Abgleich

Der Abgleich des AD-Wandlers beschränkt sich auf die korrekte Einstellung der beiden Spindelpotentiometer `P1` und `P2` der Abbildung 17.5. Durch geeignete Einstellung dieser Potentiometer muß gewährleistet werden, daß eine an den BNC-Buchsen anliegende Eingangsspannung im Bereich von -5...+5 Volt am Punkt `AD_IN` (dem Eingang des ADS7807) eine Spannung

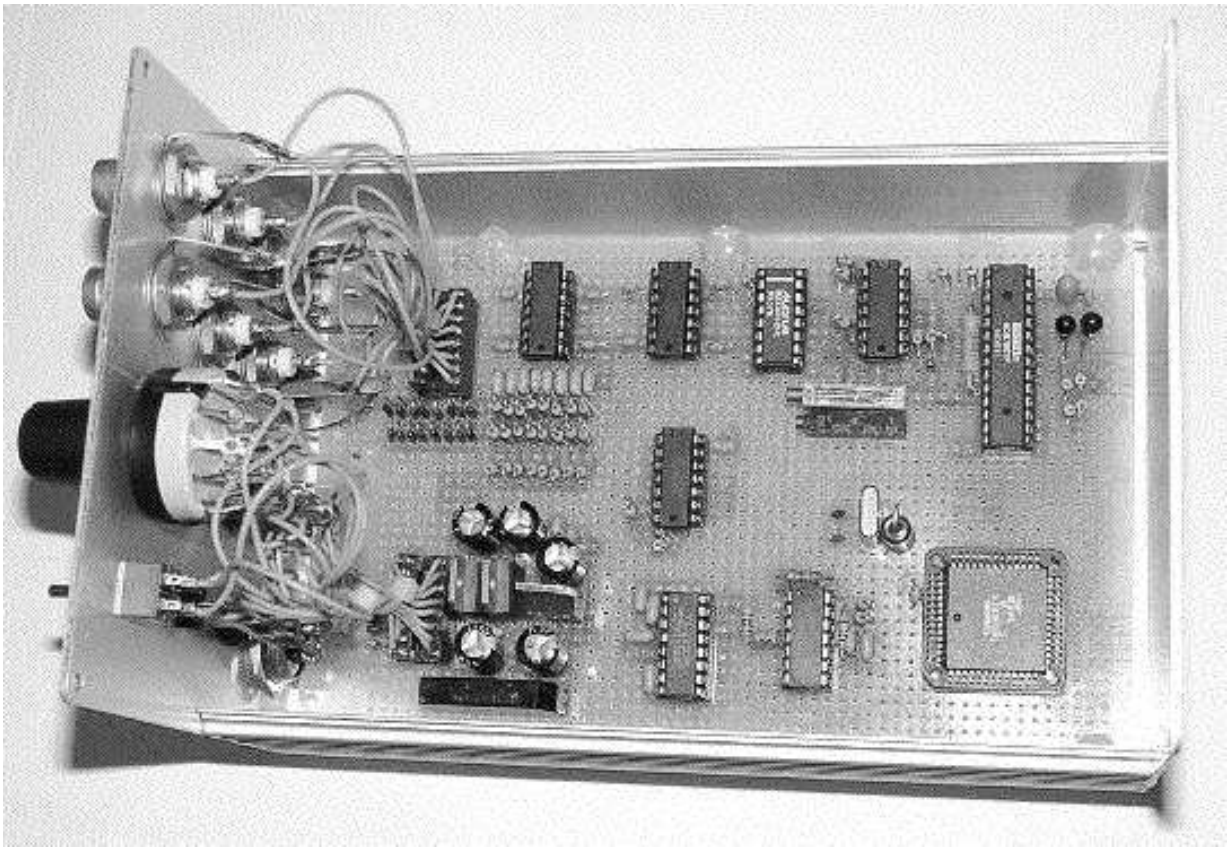


Abbildung 17.9: Das Innere des AD-Wandlers

im Bereich von 0...+4 Volt hervorruft. Zur Einstellung von `P1` und `P2` ist wie folgt vorzugehen:

1. Zunächst sind der MUX-Baustein MAX328 zu entfernen sowie die Pins 4 und 8 seiner Fassung zu überbrücken, um eine feste Verbindung zwischen dem ersten Eingang und den folgenden Aufbereitungsstufen zu schaffen.

2. Weiterhin ist der Baustein ADS7807 zu entfernen.

3. Nun kann der AD-Wandler eingeschaltet werden.

4. Nach diesen Schritten ist Eingang 1 auf `-5VA` zu legen.

5. Mit Hilfe von `P1` muß nun an `AD_IN` eine Spannung von 0 Volt eingestellt werden (nach Möglichkeit hochauflösendes Digitalvoltmeter verwenden).

6. Nun wird Eingang 1 auf `+5VA` gelegt und

7. mit `P2` an `AD_IN` eine resultierende Spannung von 4 Volt eingestellt.

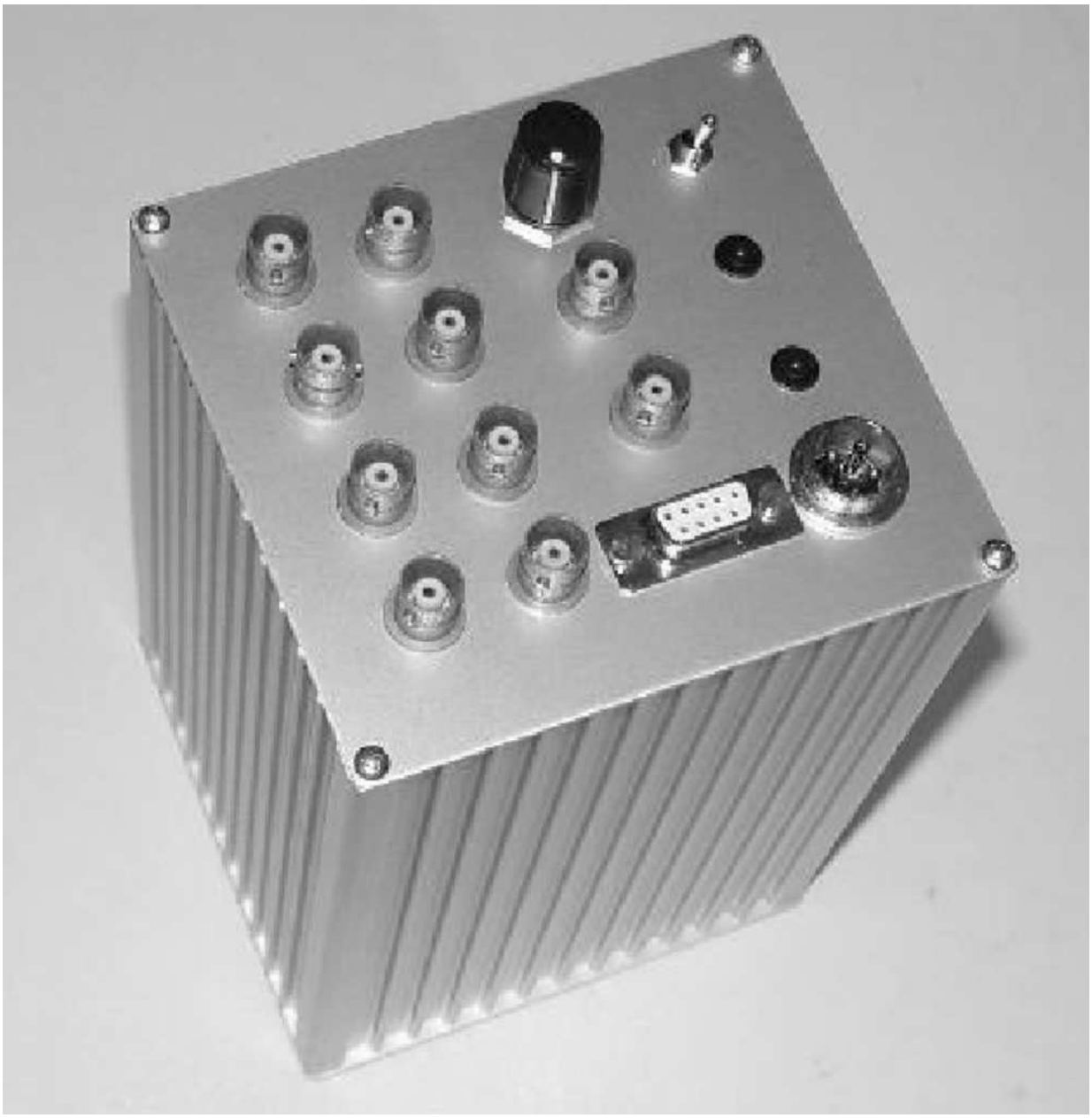


Abbildung 17.10: Das Äußere des AD-Wandlers

Nach diesen Abgleichschritten, die nach einiger Betriebsdauer (gegebenenfalls mehrfach) wiederholt werden sollten, um temperaturabhängige Bauteiledriften zu berücksichtigen, kann der AD-Wandler nach Wiedereinsetzen der zuvor entfernten Bausteine MAX328 und ADS7807 in Betrieb genommen werden. Lediglich das im folgenden Abschnitt beschriebene Steuerprogramm muß noch in den Microcontroller geladen werden (siehe hierzu auch [30]).

Port	Quelle	Ziel
PE0...PE8	Ausgänge des ADS7807-Wandlerbausteins	
PC0...PC3	Ausgänge des Scanrate-Auswahlschalters, RATE_0... RATE_3	
PC4		TRIG_IN, externer Triggereing.
PC5		/BUSY-Signal des ADS7807
PB0		READ/CONVERT-Steuersignal für den ADS7807
PB1		BYTE-Steuersignal für ADS7807
PB2		SAMPLE_LED-Signal
PB3		TRIG_OUT, externer Triggerausg.
PB4...PB6		MUX0 bis MUX2 Adressleitungen

Tabelle 17.1: Portzuordnungen des AD-Wandlers

17.4 Das Steuerprogramm

Das Steuerprogramm des AD-Wandlers bietet nach dem bereits in Abschnitt 16.3.4.1 gesagten wenig neues. Tabelle 17.1 enthält die Zuordnungen der einzelnen Ports des Microcontrollers zu den einzelnen Steuerleitungen der Schaltung, die für das Verständnis des folgenden Assemblerprogrammes notwendig sind.

Die wichtigsten verwendeten Einsprungpunkte des Steuerprogrammes sind in Tabelle 17.2 aufgelistet und entsprechen in weiten Bereichen den Einsprungpunkten des Steuerprogrammes des Magnetometers.

17.4.1 ADCONVERTER.ASM

```
*-----------------------------------------------------------------
*
* adconverter.asm is the control program for the 68HC11A1 and
* ADS7807 based 8 channel, 16 bit analog digital converter for
* seismic applications.
*
*        14-APR-2003, B. Ulmann fecit
*
*-----------------------------------------------------------------
* The 68HC11 ports are mapped to the surrounding electronics
* as follows:
*
```

Routinenname	Beschreibung
GETVAL	Wählt in Abhängigkeit der Bits 4 bis 6 des A-Registers einen Eingang des Multiplexers aus, startet eine Konversion des ADS7807, wartet, bis das /BUSY-Signal Highpegel angenommen hat, liest die beiden Bytes des umgewandelten Wertes aus und schreibt diese mit Hilfe der Routine HEXOUT auf die serielle Schnittstelle.
HEXOUT	Diese Routine gibt ein Byte, das in Register A übergeben wird, als Folge zweier hexadezimaler Ziffern aus.
NIBOUT	NIBOUT gibt die unteren vier Bit des Registers A als Hexadezimalziffer über die serielle Schnittstelle aus.
BYTOUT	Diese Routine gibt das in Register A abgelegte Byte über die serielle Schnittstelle aus.
DELAY	Zentrale Einsprungstelle der Warteschleife. Die Routine liest die Stellung des Abtastratenwahlschalters aus, um den notwendigen Aufrufparameter für die Routine MSDELAY zu bestimmen.
MSDELAY	Die Routine stammt von Pascal Niklaus und Lukas Zimmermann und wartet eine durch den Wert des X-Registers bei Routinenbeginn bestimmte Zeitspanne.

Tabelle 17.2: Die zentralen Routinen der AD-Wandlerfirmware

```
*  PORT_E: Input port for reading the 8 bit output of the ADS7807.
*  PORT_C: Input port:
*          0: Scan rate switch position 1
*          1: Scan rate switch position 2
*          2: Scan rate switch position 3
*          3: Scan rate switch position 4
*          4: External trigger input, TRIG_IN
*          5: /BUSY from the ADS7807
*  PORT_B: Output port for controlling the surrounding
*          circuitry:
*          0: READ,/CONVERT control line to the ADS7807
*          1: BYTE control line to the ADS7807
*          2: SAMPLE_LED
*          3: TRIG_OUT
*          4: MUX_ADDR_0
*          5: MUX_ADDR_1
```

```
*          6: MUX_ADDR_2
*-----------------------------------------------------------------
PORT_A  EQU     $1000           ; Base address of port a register
PORT_B  EQU     $4              ; Relative position of port b
PORT_C  EQU     $3
PORT_E  EQU     $A
BAUD    EQU     $2B
SCCR1   EQU     $2C
SCCR2   EQU     $2D
SCSR    EQU     $2E
SCDR    EQU     $2F
TDRE    EQU     $80
BUSY    EQU     $20             ; Bit position of ADS 7807 /BUSY
                                ; line
TRIG    EQU     $10             ; Bit position of external trigger
                                ; input
SCAN0   EQU     $1              ; Bit positions of the scan rate
                                ; select switch
SCAN1   EQU     $2
SCAN2   EQU     $4
SCAN3   EQU     $8
*
        ORG     $B600
*
* Setup registers
*
        LDS     #$00C3          ; Set up stack
        LDX     #PORT_A         ; Set base register
*
* Initialize serial line interface to 9600, 8N1
*
        CLR     SCCR1,X
        LDD     #$300C
        STAA    BAUD,X
        STAB    SCCR2,X
*-----------------------------------------------------------------
* Main program
*-----------------------------------------------------------------
MAIN    LDAA    #%00001101      ; TOUT low, SAMPLE_LED on
        STAA    PORT_B,X
        LDAA    #%00000000      ; Read channel 0
        BSR     GETVAL          ; Read value and write four hex
                                ; nibbles
        LDAA    #%00010000      ; Read channel 1
```

```
        BSR     GETVAL
        LDAA    #%00100000      ; Read channel 2
        BSR     GETVAL
        LDAA    #%00110000      ; Read channel 3
        BSR     GETVAL
        LDAA    #%01000000      ; Read channel 4
        BSR     GETVAL
        LDAA    #%01010000      ; Read channel 5
        BSR     GETVAL
        LDAA    #%01100000      ; Read channel 6
        BSR     GETVAL
        LDAA    #%01110000      ; Read channel 7
        BSR     GETVAL
*
* Send CR-LF to denote the end of one complete conversion cycle
*
        LDAB    #$0D
        BSR     BYTOUT
        LDAB    #$0A
        BSR     BYTOUT
        LDAA    #%00000001      ; Switch off SAMPLE_LED, etc.
        STAA    PORT_B,X
        BSR     DELAY           ; Wait for next conversion cycle
        BRA     MAIN
*-----------------------------------------------------------------
* GETVAL reads one converted value from the ADS7807. It expects A
* to contain the address of the analog line in bits 4..6. The value
* read is written to the serial line.
*-----------------------------------------------------------------
GETVAL  ORA     #%00001101      ; Set MUX to selected channel
        STAA    PORT_B,X
        BRN     GETVAL          ; Wait a moment
        BRN     GETVAL
        BRN     GETVAL
        BRN     GETVAL
        ANDA    #%11111100      ; Start conversion cycle
        STAA    PORT_B,X
        ORA     #%00000001      ; Switch to read mode
        STAA    PORT_B,X
BSYLOOP BRCLR   PORT_C,X BUSY BSYLOOP; Loop until /BUSY is set
        LDAB    PORT_E,X        ; Get high byte of data
        BSR     HEXOUT          ; Write data to serial line
        ORA     #%00000010      ; Set BYTE control line
        STAA    PORT_B,X
```

```
        LDAB    PORT_E,X        ; Get low byte
        BSR     HEXOUT          ; Write data to serial line
        RTS
*-----------------------------------------------------------------
* HEXOUT writes the value of the byte stored in the accumulator B
* as a two character string to the serial line.
*-----------------------------------------------------------------
HEXOUT  PSHB                    ; Save byte for processing of the
                                ; second nibble
        LSRB                    ; Get upper nibble
        LSRB
        LSRB
        LSRB
        BSR     NIBOUT
        PULB
        BSR     NIBOUT
        RTS
*-----------------------------------------------------------------
* NIBOUT writes the LSB hex nibble of accumulator B as ASCII
* character to the serial line. The entry BYTOUT writes a single
* byte to the serial line.
*-----------------------------------------------------------------
NIBOUT  ANDB    #$0F            ; Use only the lower four bits
        ADDB    #$30            ; Add ASCII offset to '0'
        CMPB    #$39            ; Digit or letter?
        BLE     BYTOUT          ; Digit
        ADDB    #$07            ; Add remaining offset
BYTOUT  BRCLR   SCSR,X TDRE BYTOUT; Loop until transmit register is
                                ; empty
        STAB    SCDR,X          ; Write character to the serial line
        RTS
*-----------------------------------------------------------------
* DELAY waits an amount of time which is determined by the setting
* of the sample rate select switch
*-----------------------------------------------------------------
DELAY   PSHX                    ; Save port base address register
        BRSET   PORT_C,X SCAN0 NOSCAN0; Position 0 not selected
GODOT   BRCLR   PORT_C,X TRIG GODOT; Wait for external trigger
                                ; going low
        BRA     DELEND          ; Continue with main program
NOSCAN0 BRSET   PORT_C,X SCAN1 NOSCAN1; Position 1 not selected
        LDX     #7
        BSR     MSDELAY
        BRA     DELEND
```

```
NOSCAN1 BRSET   PORT_C,X SCAN2 NOSCAN2; Position 2 not selected
        LDX     #67
        BSR     MSDELAY
        BRA     DELEND
NOSCAN2 LDX     #167
        BSR     MSDELAY
DELEND  PULX
        RTS
*-------------------------------------------------------------------
* The routine MSDELAY is stolen from Pascal Niklaus and Lukas
* Zimmermann, Institute of Botany, Unversity of Basel/Switzerland.
* :-) The content of X determines the number of ms this routine
* will need to complete.
*-------------------------------------------------------------------
MSDELAY PSHA
        LDAA    #120
        NOP
        NOP
        BRN     DLY1
        BRA     DLY4
DLY1    LDAA    #199
DLY4    NOP
DLY2    NOP
        BRN     DLY1
        DECA
        BNE     DLY2
        DEX
        BNE     DLY1
        PULA
        RTS
```

17.5 Datenerfassung

Der fertige AD-Wandler liefert mit dem zuvor dargestellten Steuerprogramm am Ende eines jeden Konversionszyklus, der alle acht Kanäle umfaßt, eine Ausgabezeichenkette über die serielle Schnittstelle an den angeschlossenen Rechner, welche für jeden Kanal vier hexadezimale Ziffern enthält, die dem konvertierten Wert des Eingangssignales dieses Kanals zum Umwandlungszeitpunkt entsprechen. Das Ende einer solchen, aus 32 hexadezimalen Ziffern bestehenden Zeichenkette wird durch eine CR/LF-Zeichenfolge kenntlich gemacht, so daß die solchermaßen erhaltenen Meß-

daten ohne weiteres beispielsweise mit Hilfe eines herkömmlichen Terminalprogrammes wie `kermit` gesammelt werden können.

Eine einfache Routine zur Datenerfassung, die ohne zusätzliche Hilfsprogramme auskommt und unter nahezu jedem in Frage kommenden Betriebssystem einsetzbar ist, könnte folgende Gestalt besitzen:

```
/*
** gather_ad is a simple program to collect data from the
** eight channel analog digital converter. It is far from
** being perfect and is intended as a skeleton for own
** developments by its readers.
**
** 19-APR-2003, B. Ulmann fecit.
*/

#include <stdio.h>
#include <time.h>

#undef VERBOSE

#define STRING_LENGTH 81
#define MAX_CHANNELS 8

int main (int argc, char **argv)
{
  int samples_per_second, seconds_per_file, channels, i, j,
      value;

  time_t time_value;

  char filename [STRING_LENGTH], date_time [STRING_LENGTH],
    line [STRING_LENGTH], scratch [STRING_LENGTH];

  FILE *input_handle, *output_handle;

  if (argc != 5)
  {
    printf ("Usage: gather_ad <serial_line_device> \
<samples_per_second> <seconds_per_file> <channels>\n");
    return -1;
  }
```

```
if (!(input_handle = fopen (argv [1], "r")))
{
  printf ("Unable to open input device >>%s<<!\n",
          argv [1]);
  return -2;
}

if ((samples_per_second = atoi (argv [2])) < 1)
{
  printf ("samples_per_second has to be greater than 0.\n");
  return -3;
}

if ((seconds_per_file = atoi (argv [3])) < 1)
{
  printf ("seconds_per_file has to be greater than 0.\n");
  return -4;
}

if ((channels = atoi (argv [4])) < 1)
{
  printf ("channels has to be greater than 0.\n");
  return -5;
}
else if (channels > MAX_CHANNELS)
{
  printf ("channels has to be less or equal than %d.\n",
          MAX_CHANNELS);
  return -6;
}

for (; !feof (input_handle);)
{
  time_value = time (NULL);
  strftime (filename, STRING_LENGTH, "ad_%Y%m%d_%H%M%S.raw",
            localtime (&time_value));
  strftime (date_time, STRING_LENGTH, "%Y%m%d %H%M%S",
            localtime (&time_value));

  printf ("Opening output file >>%s<<.\n", filename);
```

```
    if (!(output_handle = fopen (filename, "w")))
    {
      printf ("Unable to open output file >>%s<<!\n",
              filename);
      return -7;
    }

    fprintf (output_handle, "%s\n", date_time);
    for (i = 0; i < samples_per_second * seconds_per_file &&
         !feof (input_handle); i++)
    {
      fgets (line, STRING_LENGTH, input_handle);
      if (strlen (line) == 1 && line [0] == (char) 10)
        continue;
      else if (strlen (line) != channels * 4 + 1)
      {
        printf ("Illegal datagram read, len: %d. \
Write default.\n",
                strlen (line));
                strcpy (line,
                        "00000000000000000000000000000000");
      }

      for (j = 0; j < channels; j++)
      {
        strncpy (scratch, line + j * 4, 4);
        scratch [4] = (char) 0;
        sscanf (scratch, "%x", &value);
        fprintf (output_handle, "%f ",
                 (float) ((value << 16) >> 16) / 32768.);
#ifdef VERBOSE
        printf ("%f ", (float) ((value << 16) >> 16) /
                32768.);
#endif
      }
#ifdef VERBOSE
      printf ("\n");
#endif
      fprintf (output_handle, "\n");
    }
    printf ("Closing output file, %d records written.\n", i);
```

```
    fclose (output_handle);
  }

  printf ("End of file on input data detected, abort!\n");
  fclose (input_handle);

  return 0;
}
```

Dieses kleine Datenerfassungsprogramm erwartet bei seinem Start vier Parameter:

- Den Namen der seriellen Schnittstelle, mit welcher der AD-Wandler verbunden ist,
- die Anzahl der Meßwerte pro Sekunde, die über die serielle Schnittstelle eingelesen werden,
- die Anzahl von Sekunden, welche in jeweils einem Datenfile abgespeichert werden sollen sowie
- die Anzahl der Kanäle, die vom AD-Wandler geliefert und abgespeichert werden sollen. Ohne Abwandlung des in Abschnitt 17 vorgestellten Wandlers ist an dieser Stelle stets der Wert 8 einzusetzen.

Nach dem Start legt das Programm zunächst ein Ausgabefile an, dessen Name Datum und Uhrzeit enthält, um eine einfache Zuordnung der Meßdaten zu ermöglichen. Darüberhinaus werden in die erste Zeile dieses Files ebenfalls die aktuelle Zeit sowie das aktuelle Datum geschrieben. Im Anschluß hieran beginnt die eigentliche Datenerfassung, d.h. es werden von der seriellen Schnittstelle zeilenweise Daten gelesen, die, wie bereits erwähnt, jeweils die Meßwerte aller acht Kanäle eines Abtastzyklus enthalten. Diese Meßwerte werden in Gleitkommawerte konvertiert und in acht durch Tabulatoren getrennte Spalten des aktuellen Ausgabefiles geschrieben.

Wurde die gewünschte Anzahl an Meßwerten erfaßt, wird das Ausgabefile geschlossen, ein neues File wird zum Schreiben geöffnet und der Ablauf beginnt erneut.

Kapitel 18

Datenerfassung und -aufbereitung

18.1 Datenerfassung

Da sowohl der in Abschnitt 17 beschriebene A/D-Wandler als auch die Steuerelektronik des Fluxgate-Magnetometers die Meßdaten in Form von ASCII-Klartext über eine serielle Schnittstelle ausgeben, gestaltet sich die Datenerfassung ausgesprochen einfach, da keine besonderen Betriebsarten der seriellen Schnittstellen des Meßrechners berücksichtigt werden müssen.

Im Grunde genommen ist sogar ein Terminalprogramm mit der Möglichkeit, die empfangenen Daten eins zu eins in einer Datei mitzuprotokollieren, zur Datenerfassung mit den genannten Geräten geeignet. Eine weitere Variaten besteht in der Verwendung eines kleinen Programmes, wie beispielsweise des C-Programmes aus Abschnitt 17.5, welches in regelmäßigen Abständen neue Datenfiles erzeugt, so daß eine anschließende Nachverarbeitung ohne Unterbrechung der eigentlichen Meßreihe stattfinden kann.

18.1.1 Fileformat

Die von diesem Programm erzeugten Ausgabefiles besitzen zunächst einen Dateinamen, welcher einen Zeitstempel enthält, anhand dessen der Zeitpunkt des ersten Meßwertes bestimmt werden kann. Dieser Zeitstempel findet sich auch in der ersten Zeile des Files selbst wieder, da er durch das Programm `stk` (siehe Abschnitt 18.3.1) ausgewertet wird.

Jeder Abtastung des Meßsignales entspricht im folgenden eine Zeile des Files, wobei die einzelnen Meßwerte als Gleitkommazahlen in Klartextdarstellung abgelegt sind (was zugegebenermaßen bezüglich des benötigten Speicherplatzes suboptimal ist, jedoch den Vorteil aufweist, daß diese Daten auf Rechnern mit unterschiedlichen Gleitkommadarstellungen verarbeitet werden können). Als Trenner für die Meßwerte der einzelnen Kanäle fungiert ein Leer- beziehungsweise ein Tabulatorzeichen.

18.2 Digitale Filter

Nach der Übernahme von Meßdaten in Form digitalisierter Werte, wie sie mit Hilfe eines aus Meßaufnehmern, Verstärkern, analogen Filtern und A/D-Wandlern bestehenden Systems gewonnen werden können, schließt sich in der Regel eine mehr oder minder komplexe digitale Signalverarbeitung an, um bestimmte Signalanteile zu extrahieren, miteinander in Beziehung zu setzen oder andere Untersuchungen vorzunehmen.

Zentrales Element solcher Verarbeitungsschritte ist die Anwendung digitaler Filter, die gegenüber ihren analogen Verwandten, wie sie exemplarisch anhand einiger verbreiteter Beispiele bereits in den vorangegangenen Abschnitten 6.2 und folgenden beschrieben wurden, eine Reihe von Vorteilen besitzen, welche die alleinige Verwendung analoger Filter nicht geraten erscheinen lassen[1]:

- Zunächst ermöglichen digitale Filter mit vergleichsweise einfachen Mitteln ein nichtdestruktives Filtern, da sie meist im Batch, d.h. nicht in Echtzeit auf Meßdaten angewandt werden, die somit unverarbeitet in gespeicherter Form vorliegen. Hierdurch besteht die Möglichkeit, ein und denselben Datensatz mehrfach mit verschiedener Parametrisierung zu verarbeiten und schrittweise interessante Signalanteile auf diese Art herauszuarbeiten.

- Darüberhinaus ermöglichen digitale Filter problemlos die Implementation von tiefsten Grenzfrequenzen, wie sie gerade bei der Verarbeitung seismischer Signale von Interesse sind. Die Konstruktion eines analogen Tiefpaßfilters nicht zu niedriger Ordnung mit einer Grenzfrequenz von beispielsweise $\frac{1}{10}$Hz oder gar $\frac{1}{100}$Hz gestaltet sich ausgesprochen schwierig, weil verhältnismäßig große Kapazitäten für die Filterkondensatoren Einsatz finden müssen, was zumeist nur noch

[1] In [5], vor allem aber in [33] finden sich hervorragende Einführungen in die Techniken digitaler Filter, so daß an dieser Stelle nur einige grundlegende Eigenschaften und Implementationsvarianten beschrieben werden sollen.

mit Hilfe von Elektrolytkondensatoren möglich ist, die jedoch hohe Leckströme besitzen und somit das Verhalten des Filters kompromittieren.

Ein digitales Filter mit entsprechender Grenzfrequenz ist hingegen ohne größere Schwierigkeiten realisierbar.

- Weiterhin sind digitale Filter naturgemäß nicht abhängig von physikalischen Umgebungsdaten wie Temperatur, Feuchtigkeit, etc., so daß auch unter widrigen Umständen mit gleichbleibenden Filtercharakteristika gearbeitet werden kann, ohne komplexe Korrekturterme berücksichtigen zu müssen.

18.2.1 FFT-Filter

Die prinzipielle Funktionsweise digitaler Filter sei im folgenden am Beispiel eines auf Basis von Fouriertransformationen arbeitenden Filters dargestellt:

- Zunächst wird das zu filternde Rohsignal einer Fourieranalyse unterworfen, es wird also aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich transformiert, so daß sich das Frequenz- und Phasenspektrum des Ursprungssignales ergibt.

- In einem zweiten Schritt wird dieses Spektrum mit einer Funktion $H(f)$ multipliziert, welche den *Frequenzgang* des Filters, d.h. die frequenzabhängige Dämpfung des Signalspektrums bestimmt.

- Das hierdurch erhaltene, modifizierte Spektrum bildet nun die Grundlage für eine sich anschließende Fouriersynthese, mit deren Hilfe eine Rücktransformation des Signales in den Zeitbereich stattfindet.

Ein solches Verfahren bildet die Grundlage des Programmes `stk` (siehe Abschnitt 18.3.1), obwohl es eine Reihe von Problemen und Schwierigkeiten mit sich bringt, die in `stk` nicht als gelöst zu betrachten sind, da es sich hierbei in erster Linie um eine Vorlage für Eigenentwicklungen handelt. Bei diesen Schwierigkeiten, die mitunter andere Filteralgorithmen geeigneter erscheinen lassen, handelt es sich im wesentlichen um die folgenden:

- Zunächst ist der mit der Implementation eines solcher fouriertransformationsbasierten Filters verbundene Aufwand im Vergleich zu anderen Verfahren, wie sie noch beschrieben werden, immens, was teilweise eine Filterung in Echtzeit oder manchmal sogar eine zeitnahe Filterung nicht zuläßt. Dieser Nachteil läßt sich zu einem gewissen (nicht

zu vernachlässigenden) Teil beispielsweise durch Einsatz einer sogenannten *FFT* (*F*ast *F*ourier *T*ransformation) beheben, was jedoch weitere Schwierigkeiten mit sich bringt:

- Eine FFT erfordert eine Stützstellenanzahl des zu transformierenden Signals, die einer reinen Zweierpotenz entspricht, so daß in der Mehrzahl aller Fälle der eigentlichen Transformation entweder ein *Padding*, d.h. ein (möglichst symmetrisches) Erweitern der Meßdaten um zusätzliche Werte, beispielsweise 0, oder umgekehrt eine Unterteilung sehr langer Datensätze in kürzere Abschnitte vorangestellt werden muß.

  Beide Ansätze sind im allgemeinen nicht ganz trivial, da Sprünge innerhalb des modifizierten Signales, welche im Spektrum sehr hochfrequente, im Originalsignal nicht vorhandene Frequenzanteile hervorrufen würden, vermieden werden müssen. Entsprechendes gilt für die Aufteilung langer Datensätze in kürzere Abschnitte: Für jeden solchen Teildatensatz muß – wie übrigens auch für den Originaldatensatz, der ebenfalls einer entsprechenden Vorbehandlung unterzogen werden muß, falls er direkt verarbeitet werden soll – gewährleistet sein, daß sich Anfang zu Ende des Datensatzes ohne Sprung aneinanderfügen lassen, um ein zyklisches Signal, wie es für die Anwendung einer Fouriertransformation Voraussetzung ist, zu gewährleisten.

  Dies macht normalerweise die Verwendung sogenannter *Fensterfunktionen* nötig, welche das zu transformierende Signal an solchen kritischen Stellen, d.h. zu Beginn und zum Ende, entsprechend dämpfen, um Sprünge zu vermeiden.

- Wird die Filterfunktion $H(f)$ sehr steilflankig gewählt (wie es der Einfachheit halber bei `stk` der Fall ist), erzeugt ein solches Filter bei Anwendung auf scharfkantige Signale ein mehr minder starkes Überschwingen an den Sprungstellen, das langsam abklingt. Je nach Beschaffenheit der zu filternden Daten muß sich dieses Verhalten jedoch nicht unbedingt allzu störend bemerkbar machen – beispielsweise können die in einer Meßanordnung stets vorhandenen Tiefpaßfilter (wozu auch die eigentlichen Meßaufnehmer zählen können) unter Umständen sicherstellen, daß keine zu steilen Signalflanken zur Verarbeitung gelangen.

- Darüberhinaus sollten die zu verarbeitenden Daten vor der Anwendung eines fouriertransformationsbasierten Filters trendbereinigt werden, d.h. sie sollten mit einer Geraden, welche durch Anfangs-

und Endpunkt gelegt wird, verrechnet werden, um eine eventuell vorhandene Drift zu entfernen.

18.2.1.1 Beispiel eines FFT-Filters

Den Effekt der Anwendung eines FFT-Tiefpaßfilters zeigt beispielhaft die Abbildung 18.1. Die obere Kurve zeigt die ungefilterten Rohdaten, wie sie vom AD-Wandlersystem geliefert wurden. Auf den ersten Blick enthält das unverarbeitete Meßsignal nichts bemerkenswertes, das über Effekte normaler Mikroseismik (siehe hierzu Abschnitt 3.1.4) hinausgeht. Erst eine Filterung des Datensatzes mit Hilfe eines einfachen FFT-Tiefpaßfilters mit einer Grenzfrequenz von 0.06Hz zeigt, daß in dem Rauschen der Mikroseismik ein wirkliches Ereignis verborgen war.

Trotz dieser beeindruckenden Demonstration der Leistungsfähigkeit solcher Filtermechanismen, finden oft auch andere Verfahren Einsatz, deren beide wichtigste Vertreter im folgenden beschrieben werden.

18.2.2 FIR–Filter

Sogenannte *Finite Impulse Response*-Filter, kurz auch als *FIR*-Filter bezeichnet, besitzen die allgemeine Form

$$g_i = \sum_{n=-l}^{r} c_n f_{i+n}, \tag{18.1}$$

wobei f_i die äquidistanten Stützwerte der ungefilterten Rohdaten repräsentiert. Ein solches Filter generiert also für jeden Eingabewert f_i einen Ausgabewert g_i, der sich aus einer Linearkombination von Werten in der linken und rechten Nachbarschaft der Stützstelle i (bestimmt durch die Parameter l und r der Summation) mit geeigneten Koeffizienten c_i zusammensetzt, durch welche die Filtereigenschaften gesteuert werden.

Da in die Berechnung von g_i ausschließlich Werte f_j, nicht jedoch beispielsweise in vorangegangenen Schritten erzeugte Ausgaben g_k einfließen, erzeugen Filter dieser Struktur nur endlich lange andauernde Sprungantworten, wie sie durch Anregung mit Hilfe eines Einheitsimpulses hervorgerufen werden, woher ihre Bezeichnung als „Endliche Impulsantwort“-Filter rührt. Aus diesem Grunde sind FIR-Filter auch automatisch stabil, können also nicht durch einmalige Anregung von außen in unkontrollierte Eigenschwingungen versetzt werden.

Gehen in die Berechnung von g_i ausschließlich Werte, welche links von i (einschließlich i selbst) liegen, ein, ist also $r = 0$, so wird ein solches Filter

als *kausales* Filter bezeichnet, da seine Ausgabe g_i zu jedem Zeitpunkt ausschließlich von zu diesem Moment bereits bekannten Werten f_i abhängt.

Ist hingegen $r > 0$, beeinflussen also auch Werte rechts von i, die aus der Sicht des Zeitpunktes i somit in der Zukunft liegen, das Ergebnis g_i, wird ein solches Filter entsprechend als *akausales* Filter Filter bezeichnet. Im allgemeinen weisen solche akausalen Filter bessere Eigenschaften als einfache kausale Filter auf (siehe hierzu beispielsweise [33][S.552f.]).

Eine besonders einfache Form eines FIR-Filters stellt der folgende Spezialfall von Gleichung (18.1) dar:

$$g_i = \sum_{n=-b}^{b} \frac{1}{2b+1} f_{i+n}$$

Hierbei handelt es sich um ein über die Eingabewerte f_i gleitendes Fenster der Breite $2b + 1$, innerhalb dessen ein arithmetisches Mittel der ungefilterten Rohdaten gebildet wird. Solche Filter werden oft zur Glättung verrauschter Daten verwendet, wenn davon ausgegangen werden kann, daß benachbarte Stützwerte f_i stets etwa ähnliche Werte (ohne Berücksichtigung des zu entfernenden Rauschens) aufweisen. Das überlagerte Rauschsignal mittelt sich bei einem solchen Verfahren bis zu einem gewissen Grad, der wesentlich von der Fensterbreite $2b + 1$ abhängt, heraus, während das eigentliche Nutzsignal – langsame Änderung vorausgesetzt – in nur geringem Maße beeinflusst wird.

Enthält das zu filternde Signal in diesem speziellen Fall jedoch Frequenzanteile, die in Bezug auf die Fensterbreite hoch sind, wird das Ergebnis mehr oder minder stark verfälscht, da steile Signalflanken durch die Mittelwerkbildung verschliffen werden. In solchen Fällen kann auf einen anderen Filtertyp, der speziell für die Verarbeitung spektroskopischer Daten entwickelt wurde und als *Savatzky-Golay*-Filter bekannt ist, zurückgegriffen werden. Näheres zu diesem Filtertyp findet sich beispielsweise in [33][S.644ff.].

Eine wichtige und praktische Eigenschaft von FIR-Filtern nach Gleichung (18.1) mit symmetrischen Koeffizienten c_i (bezüglich i) stellt die frequenzunabhängige Gruppenlaufzeit dar, d.h. FIR-Filter, welche diese Symmetriebedingung erfüllen, reichen alle Frequenzanteile des Ursprungssignales mit konstanter und somit insbesondere frequenzunabhängiger Verzögerung (Laufzeit) an den Ausgang weiter, was ihre Verwendung nicht zuletzt in Audioanwendungen fördert, wo sich bereits geringe Verzerrungen schnell störend bemerkbar machen.

Bemerkenswert, wenn auch naheliegend, ist noch, daß ein durch Anregung mit Hilfe eines Einheitsimpulses angeregtes FIR-Filter die Folge der

es bestimmenden Koeffizienten c_i als Ausgangssignal liefert. Diese Eigenschaft findet bei der Berechnung der für die Realisierung eines FIR-Filters mit gegebener Grenzfrequenz nötigen Koeffizienten Anwendung. Aufgrund der hohen Komplexität dieser Koeffizientenbestimmung sei an dieser Stelle hierzu jedoch auf entsprechende Literatur, wie beispielsweise [33][S.553] verwiesen.

Eine Erweiterung der Filter nach Gleichung (18.1) stellen die im folgenden Abschnitt 18.2.3 behandelten *IIR*-Filter dar, welche als Verallgemeinerung einfacher FIR-Filter angesehen werden können.

18.2.3 IIR-Filter

Im Gegensatz zu FIR-Filtern besitzen *Infinite Impulse Response*-Filter, kurz auch als *IIR*-Filter bezeichnet, folgende Gestalt:

$$g_i = \sum_{n=-l}^{r} c_n f_{i+n} + \sum_{n=-l'}^{1} d_n g_{i+n} \tag{18.2}$$

In Erweiterung von Gleichung (18.1) stellt das Ausgangssignal eines IIR-Filters also nicht nur eine Linearkombination einer Reihe von Rohdaten f_j mit geeigneten Koeffizienten c_j dar. Vielmehr enthält es zusätzlich eine Linearkombination aus in vorangegangenen Schritten berechneten Ausgabewerten g_k mit ihrerseits entsprechenden Koeffizienten d_k.

Da die Ausgabe eines solchen Filters also nicht allein von den Eingabewerten sondern auch von vergangenen Ausgabewerten abhängt, ist es prinzipiell möglich, daß beispielsweise eine Anregung eines IIR-Filters mit einem Einheitsimpuls eine unendliche lange, von Null verschiedene Folge von Ausgangswerten g_j nach sich zieht, wodurch die Bezeichnung IIR-Filter gerechtfertigt wird.

Entsprechend ist jedoch auch die Stabilität eines IIR-Filters – im Gegensatz zu FIR-Filtern – nicht mehr automatisch gegeben, sondern muß durch geeignete Koeffizientenwahl erreicht werden, wobei die Stabilität nach Gleichung (18.2) ausschließlich von der geeigneten Wahl der Koeffizienten d_n abhängt.

Trotz dieses scheinbaren Nachteils werden IIR-Filter oft einfachen FIR-Filtern vorgezogen, da ihre dynamischen Eigenschaften jenen oftmals überlegen sind. Zur Berechnung geeigneter Filterkoeffizienten c_n und d_n sei auf [33][S.554ff.] verwiesen.

18.3 Darstellung der Meßdaten

Zur Darstellung der Meßdaten bietet sich eine Reihe von Techniken an, die vor allem durch die Tatsache, daß für ihre Speicherung ein Klartextformat gewählt wurde, ermöglicht werden. So ist es beispielsweise denkbar, zunächst ein Tabellenkalkulationsprogramm zur graphischen Ausgabe der Meßwerte der einzelnen Kanäle einzusetzen.

Auch bietet sich beispielsweise das mächtige und sehr komfortable Programm `gnuplot`[2] für eine Darstellung der gemessenen Daten an – `gnuplot` bietet unter anderem den Vorteil, Skalierungen sowohl manuell als auch automatisch einfach zu ermöglichen und es unterstützt vor allem eine Vielzahl unterschiedlicher Ausgabeformate.

Da diese Methoden jedoch nicht direkt auf die Darstellung seismischer Meßdaten zugeschnitten sind, lassen sie mitunter eine Reihe von Möglichkeiten, wie beispielsweise die Darstellung mehrerer Kanäle, die Erstellung sogenannter Heliplots, etc. vermissen. Aus diesem Grunde wurde ein einfaches und zugegebenermaßen etwas skeletthaftes Programm namens `stk` entwickelt, das neben der reinen Darstellung von Meßwerten auch die Möglichkeit einer fourierbasierten Tiefpaßfilterung bietet.

18.3.1 Das *Seismic Toolkit*

Das im vorangegangenen Abschnitt kurz vorgestellte Tool `gnuplot` ist zwar für einzelne darzustellende Kurven durchaus brauchbar, nicht jedoch für die automatisierte Erstellung von Plots, die beispielsweise jeweils einen ganzen Tag in Art einer Heliplot-Darstellung (d.h. in Form von 24 untereinander gezeichneten Kurven) umfassen, etc. Weiterhin setzt eine Visualisierung mit `gnuplot` voraus, daß eventuell notwendige Filterschritte bereits im Vorfeld mit Hilfe anderer Programme erfolgt sein müssen.

Da es im Rahmen des Aufbaus einer eigenen Meßstation wüschenswert ist, daß automatisch beispielsweise jede volle Stunde ein Plot, der mehrere Kanäle umfaßt oder täglich ein 24 Stunden umfassender Einkanalplot erstellt werden können, wurde ein kleines `C`-Programm, das *Seismic Toolkit*, kurz `stk`, erstellt, das folgende Funktionen vereinigt:

- Eine interaktive Darstellung von Meßdaten unter einer X-Window-Oberfläche, wobei die Auswirkungen verschiedener Tiefpaßfilterfrequenzen[3] visualisiert werden können,

[2] Siehe beispielsweise `http://www.gnuplot.info`.

[3] `stk` bietet bislang lediglich eine rudimentäre FFT-Tiefpaßfiltermöglichkeit.

- die Möglichkeit, Datensätze einer Tiefpaßfilterung im Batchbetrieb zu unterwerfen, um sie im Anschluß hieran mit anderen Programmen und Tools weiterverarbeiten zu können,

- die Erstellung mehrkanaliger stündlicher Plots sowie schlußendlich

- die Erstellung von Tagesplots in Form einer Heliplotdarstellung.

`stk` erfüllt sicherlich nicht die Qualitätsansprüche, die an ein kommerzielles Produkt gestellt werden, sondern ist vielmehr als Rahmen für eigene Weiter- oder zumindest als Anregung für Eigenentwicklungen gedacht. Es liegt als `C`-Quellcode vor, der leicht eigenen Anforderungen angepaßt werden kann.

`stk` unterstützt bezüglich der verarbeitbaren Fileformate Dateien, deren Struktur den Ausführungen des Abschnittes 18.1.1 entspricht, es kann also ohne weiteres zusammen mit dem Programm zur Datenerfassung eingesetzt werden, wie es in den vorangegangenen Abschnitten behandelt wurde.

18.3.1.1 Systemvoraussetzungen

`stk` wurde zunächst unter OpenVMS unter Zuhilfenahme zweier frei verfügbarer Softwarepakete, Mesa3D (Version 5.0) sowie der FFTW Fast-Fourier-Transformations-Bibliothek (Version 2.1.3), entwickelt. Hierbei wurde Wert auf eine möglichst große Maschinenunabhängigkeit gelegt, so daß es keine größeren Schwierigkeiten bereiten sollte (beziehungsweise bereitet), `stk` auch auf anderen Plattformen, wie LINUX, gängigen Windows-Plattformen, etc. zu übersetzen und anzuwenden.

Die Anforderungen an das Zielsystem sind denkbar gering – einzig das Vorhandensein der beiden folgenden Pakete muß gewährleistet sind, um `stk` übersetzen zu können:

1. Das Paket `Mesa`, das eine weitgehend `OpenGL`-verwandte Routinensammlung zur Graphikprogrammierung zur Verfügung stellt und für alle gängigen (und eine ganze Reihe weniger gängiger) Betriebssysteme verfügbar ist[4].

2. Die Routinensammlung `FFTW`[5], welche sicherlich eine der besten frei verfügbaren Sammlungen von Routinen zu Fouriertransformationen darstellt[6].

[4] Download und Informationen zu `Mesa` unter `http://www.mesa3d.org`
[5] Die *F*astest *F*ourier *T*ransformation in the *W*est.
[6] Download und Informationen zu `FFTW` unter `http://www.fftw.org`

18.3.1.2 Übersetzen von `stk`

Der folgende Abschnitt zeigt das Übersetzen und Linken von `stk` anhand zweier grundlegend verschiedener Betriebssysteme – zum einen einem SuSE-LINUX-System sowie zum anderen einer VAX unter OpenVMS. Vorausgesetzt wird in beiden Fällen das Vorhandensein des `Mesa`-Paketes sowie der `FFTW`-Bibliotheken. Weiterhin setzt `stk` eine Verzeichnisstruktur des folgenden Aufbaus voraus: Unter einem gemeinsamen Unterverzeichnis (beispielsweise `stk`) befinden sich zum einen die Quellen des eigentlichen Programmes in einem Unterverzeichnis `source` sowie die Kommandoprozeduren zur Übersetzung und zum Linken unter den verschiedenen Betriebssystemen in jeweils eigenen Verzeichnissen, wie `vms` und `linux`.

18.3.1.2.1 LINUX Da sich das Programm `stk` aus lediglich zwei Quelldateien zusammensetzt[7], kann auf ein Makefile im eigentlichen UNIX-Sinne verzichtet werden. Das Übersetzen und Linken des Quellcodes geschieht am einfachsten mit einer kleinen Shellprozedur der folgenden Gestalt:

```
gcc -I /usr/include/GL -I ../source ../source/read_ini_file.c\
       ../source/stk.c -lrfftw -lfftw -lm -lGL -lGLU -lglut  \
       -o stk
```

18.3.1.2.2 OpenVMS Die Übersetzung des Hauptprogrammes `stk.c` sowie des Modules `read_ini_file.c`, welches alle benötigten Routinen zur Verarbeitung von Konfigurationsfiles enthält, kann zunächst einfach mit Hilfe der folgenden Kommandos vollzogen werden, wobei vorausgesetzt wird, daß sich das `Mesa`-Paket unter dem Pfad `DISK$SOFTWARE:[MESA]` findet (der Einfachheit halber enthält das `source`-Verzeichnis alle nötigen Include-Files für das gesamte `FFTW`-Paket in der Version 2.1.3):

```
$ DEFINE/NOLOG GL DISK$SOFTWARE:[MESA.INCLUDE.GL]
$ CC/INCL=[-.SOURCE] [-.SOURCE]READ_INI_FILE
$ CC/INCL=(DISK$SOFTWARE:[MESA.INCLUDE.GL], -
           DISK$SOFTWARE:[MESA.INCLUDE], [-.SOURCE]) -
          [-.SOURCE]STK
```

Im Anschluß hieran müssen die solchermaßen entstandenden Objectfiles mit den `Mesa`- und `FFTW`- beziehungsweise `RFFTW`-Bibliotheken zusammen-

[7] `stk.c` sowie `read_ini_file.c`.

gelinkt werden – hierfür wird vorausgesetzt, daß sich die beiden statischen Bibliotheken `FFTW.OLB` beziehungsweise `RFFTW.OLB` im Verzeichnis `vms` befinden:

```
$ LINK STK, READ_INI_FILE, FFTW_VAX/LIB, RFFTW_VAX/LIB, -
       DISK$SOFTWARE:[MESA.LIB]LIBMESATK/LIB, -
       DISK$SOFTWARE:[MESA.LIB]LIBMESAGLU/LIB, -
       DISK$SOFTWARE:[MESA.LIB]LIBMESAGL/LIB
```

Im Anschluß an diese Kommandos steht im Verzeichnis `vms` ein ausführbares `STK.EXE` zur Verfügung, das nach Definition eines entsprechenden Symbols für ein foreign command oder nach Setzen des Logicals `DCL$PATH` direkt von der Kommandozeile ausgeführt und mit allen nötigen Parametern versorgt werden kann.

18.3.1.3 Die Bedienung des Programmes `stk`

Das Programm `stk` wird normalerweise mit Hilfe eines Kommandozeilenaufrufes gestartet, wobei mit Hilfe entsprechender Übergabeparameter nicht nur die zu verwendenden Ein- beziehungsweise Ausgabefiles bestimmt werden können, sondern darüberhinaus auch der Arbeitsmodus des Programmes (siehe oben) festgelegt werden kann. Die zur Verfügung stehenden Modi sowie ihr Aufruf und die Bedienung von `stk` in den jeweiligen Modi werden in den folgenden Abschnitten behandelt:

18.3.1.3.1 `stk` als interaktives Tool Die vielleicht universellste Einsatzart des Programmes `stk` ist der interaktive Modus, in welchem die Meßwerte eines Kanals eines oder mehrerer Rohdateneingabefiles sowohl gefiltert als auch ungefiltert dargestellt werden können. Zudem wird ein Leistungsspektrum der ungefilterten Daten darstellt, so daß verhältnismäßig einfach beispielsweise die Eigenfrequenz des verwendeten Instrumentes bestimmt werden kann.

Der Start von `stk` im interaktiven Modus erfolgt durch ein Kommando der Form

```
stk -interactive <tiefpass_frequenz> <kanal> <ausgabefile>
    <eingabefile 1> ... <eingabefile n>
```

So liest der folgende Aufruf beispielsweise die Daten des Kanals `0` der beiden Rohdatenfiles `3.raw` und `4.raw`, unterwirft sie einer Tiefpaßfilterung mit einer Grenzfrequenz von 0.1Hz, schreibt die solchermaßen gefil-

terten Daten gegebenenfalls (nur auf expliziten Wunsch des Bedieners) in ein Ergebnisdatenfile namens `test.dat` und stellt in einem X-Fenster die Rohdaten, das Leistungsspektrum der Rohdaten sowie die gefilterten Daten in Form dreier Kurven dar:

```
stk -interactive .1 0 test.dat 3.raw 4.raw
```

Nach erfolgtem Einlesen der Rohdaten, ihrer Filterung und Darstellung in einem X-Fenster kann `stk` durch folgende Tastaturkommandos gesteuert werden, um beispielsweise die für ein bestimmtes Ereignis ideale Tiefpaßfiltergrenzfrequenz zu bestimmen, etc:

`q:` Beendet das Programm `stk`.

`h:` Gibt einen kurzen Hilfstext zur Tastatursteuerung aus.

`I:` Vergrößert die Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters und führt im Anschluß hieran eine erneute Filterung der Rohdaten sowie eine Darstellung des Ergebnisses aus.

`D:` Verkleinert die Tiefpaßfiltergrenzfrequenz, filtert mit den neuen Parametern und stellt das Ergebnis dar.

`L:` Vergrößert den dargestellten Bereich (Zoom in).

`s:` Verkleinert den dargestellten Bereich (Zoom out).

`r:` Verschiebt das Sichtfenster nach rechts.

`l:` Verschiebt das Sichtfenster nach links.

`u:` Verschiebt das Sichtfenster nach oben.

`d:` Verschiebt das Sichtfenster nach unten.

`w:` Schreibt den gefilterten Datensatz auf das mit Hilfe des Kommandozeilenaufrufes spezifizierte Ausgabefile.

Sollte sich also bei der initialen Darstellung der gefilterten Daten nach obigem `stk`-Aufruf herausstellen, daß die Tiefpaßfiltergrenzfrequenz beispielsweise zu niedrig gewählt wurde, kann durch (eventuell mehrfache) Eingabe von `I` die Filterfrequenz vergrößert werden, bis das Ergebnis den Vorstellungen entspricht und nach Eingabe von `w` auf das Ausgabefile geschrieben werden kann.

Die beiden Abbildungen 18.1 beziehungsweise 18.2 stellen jeweils übereinander die Rohdaten sowie die gefilterten Daten zweier teleseismischer

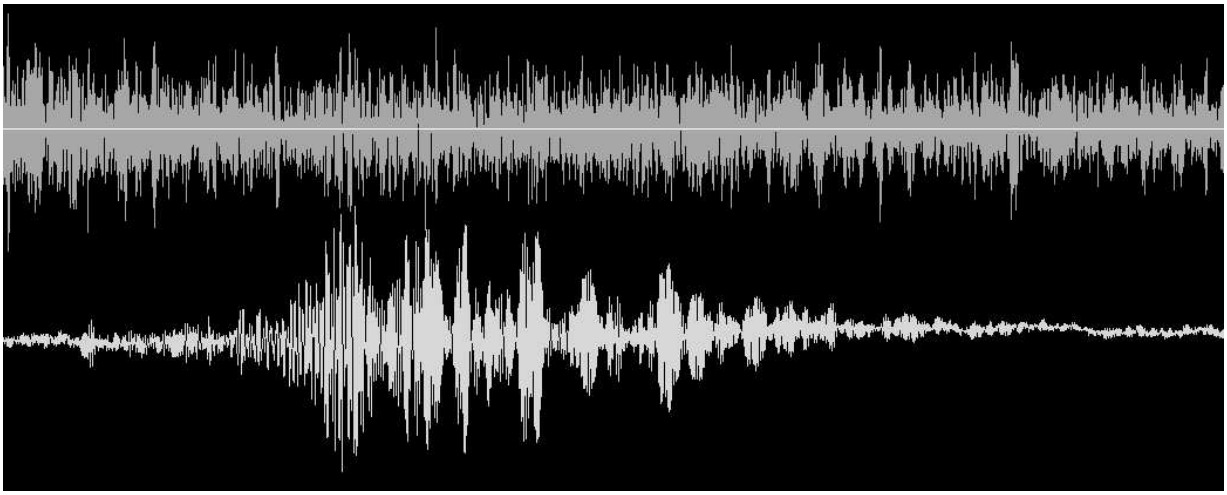


Abbildung 18.1: Das Beben der Stärke 7.3 auf den Solomon Islands vom 20. Januar 2003, 08:43:06, Tiefpaßfrequenz: 0.06Hz

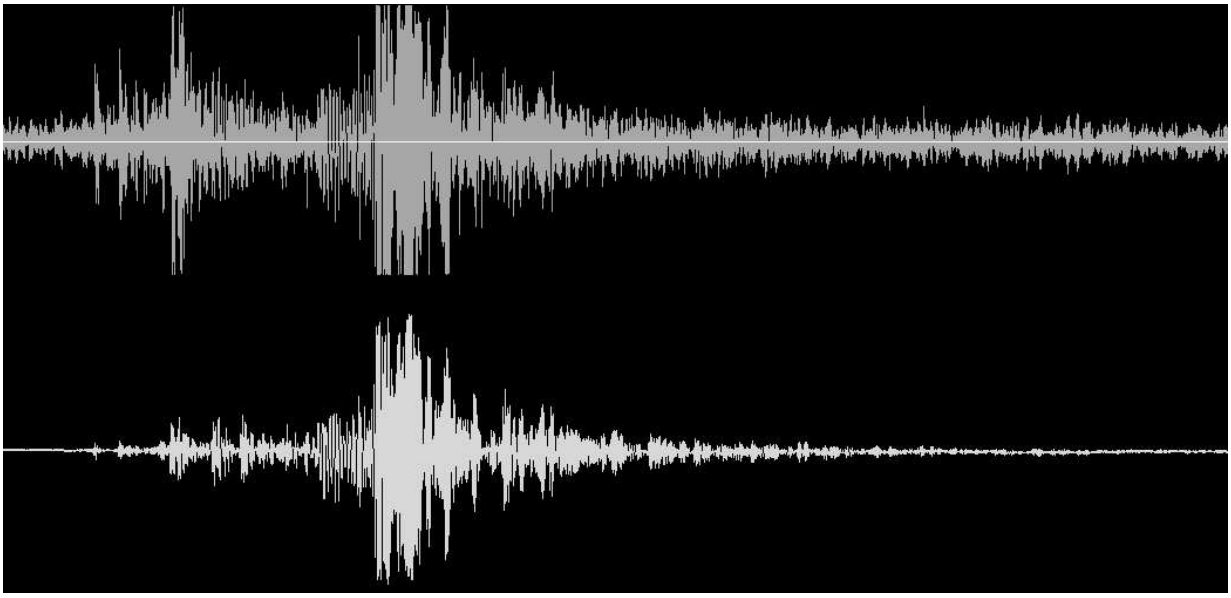


Abbildung 18.2: Das Beben der Stärke 7.8 in Colima (Mexico) vom 22. Januar 2003, 02:06:36, Tiefpaßfrequenz: 0.08Hz

Ereignisse dar, wie sie mit Hilfe des Programmes `stk` gefiltert und dargestellt werden können. Gerade das erstgenannte Ereignis ist interessant, da in den reinen, ungefilterten Rohdaten keinerlei direkt erkennbarer Hinweis auf ein seismisches Ereignis zu entdecken ist. Anders hingegen ist in Abbildung 18.2 bereits in den ungefilterten Rohdaten deutlich ein seismisches Ereignis zu erkennen, wobei jedoch nach Anwendung des Tiefpaßfilters das Hintergrundrauschen soweit zurückgedrängt wurde, daß die Einsatzpunkte der einzelnen Wellentypen wesentlich deutlicher zu Tage treten.

18.3.1.3.2 `stk` als Batchprogramm Mitunter ist es hilfreich, ein Filter auf Meßdaten quasi automatisch anzuwenden, d.h. ohne graphische Darstellung verschiedener Kurven direkt ein gefiltertes Ausgabefile zu generieren (wie es bei der Anwendung von `stk` im interaktiven Modus durch Eingabe von `w` geschieht). Hierfür unterstützt `stk` einen nichtinteraktiven Modus, in welchem lediglich ein oder mehrere Rohdatenfiles gelesen werden, wobei ebenfalls ein bestimmter Kanal zur weiteren Verarbeitung, d.h. Filterung, ausgewählt wird. Die gelesenen Rohdaten werden einer Tiefpaßfilterung unterworfen, deren Resultat im sich anschließenden letzten Schritt in ein entsprechendes Ausgabefile geschrieben wird.

Ein entsprechender `stk`-Aufruf mit analogen Parametern zu obigem Beispiel im Batchmodus hat nun folgende Gestalt: `stk -filter .1 0 test.dat 3.raw 4.raw`

Hierdurch wird `stk` angewiesen, Kanal `0` der beiden Eingabefiles `3.raw` und `4.raw` einzulesen, um die so gewonnenen Daten anschließend mit einer Grenzfrequenz von 0.1Hz einer Tiefpaßfilterung zu unterwerfen, deren Ergebnis in der Datei `test.dat` abgelegt wird.

Während die beiden zuvor genannten Betriebsarten von `stk` in der Hauptsache für seltene Einsätze bei entweder außergewöhnlichen Ereignissen oder während des Abgleiches neuer Instrumente in Frage kommen dürften, sind die beiden nun folgenden Betriebsarten (`-hourly` beziehungsweise `-daily`) für den normalen, kontinuierlichen, stündlichen beziehungsweise täglichen Einsatz gedacht:

18.3.1.3.3 Die Erstellung mehrkanaliger stündlicher Plots Abbildung 18.3 zeigt exemplarisch einen sechs Kanäle umfassenden Stundenplot, wie er mit Hilfe von `stk` erstellt werden kann – bei dem dargestellten Ereignis handelt es sich um das Beben in Süd-Xinjiang, China vom 24. Februar 2003, 02:03:41.4 mit einer Stärke von 6.4.

Als Ausgabeformat für stündliche (und tägliche) Plots generiert `stk` Dateien im Postscriptformat, die entweder direkt auf einem postscriptfähigen Drucker ausgegeben oder beispielsweise mit Hilfe des Programmes Ghostscript in jpg-Bilder konvertiert werden können, um zum Beispiel eine stundenaktuelle Darstellung auf einer Webseite zu ermöglichen[8].

Der `stk`-Aufruf, der zu dem in Abbildung 18.3 dargestellten Plot führte, hatte folgende Gestalt:

```
stk -hourly output.ps 3.raw
```

[8]Solche Ausgaben finden sich unter anderem auf
`http://fafner.dyndns.org/~ulmann/seismic_online/` beziehungsweise
`http://fafner.dyndns.org/~ulmann/seismic_daily/`.

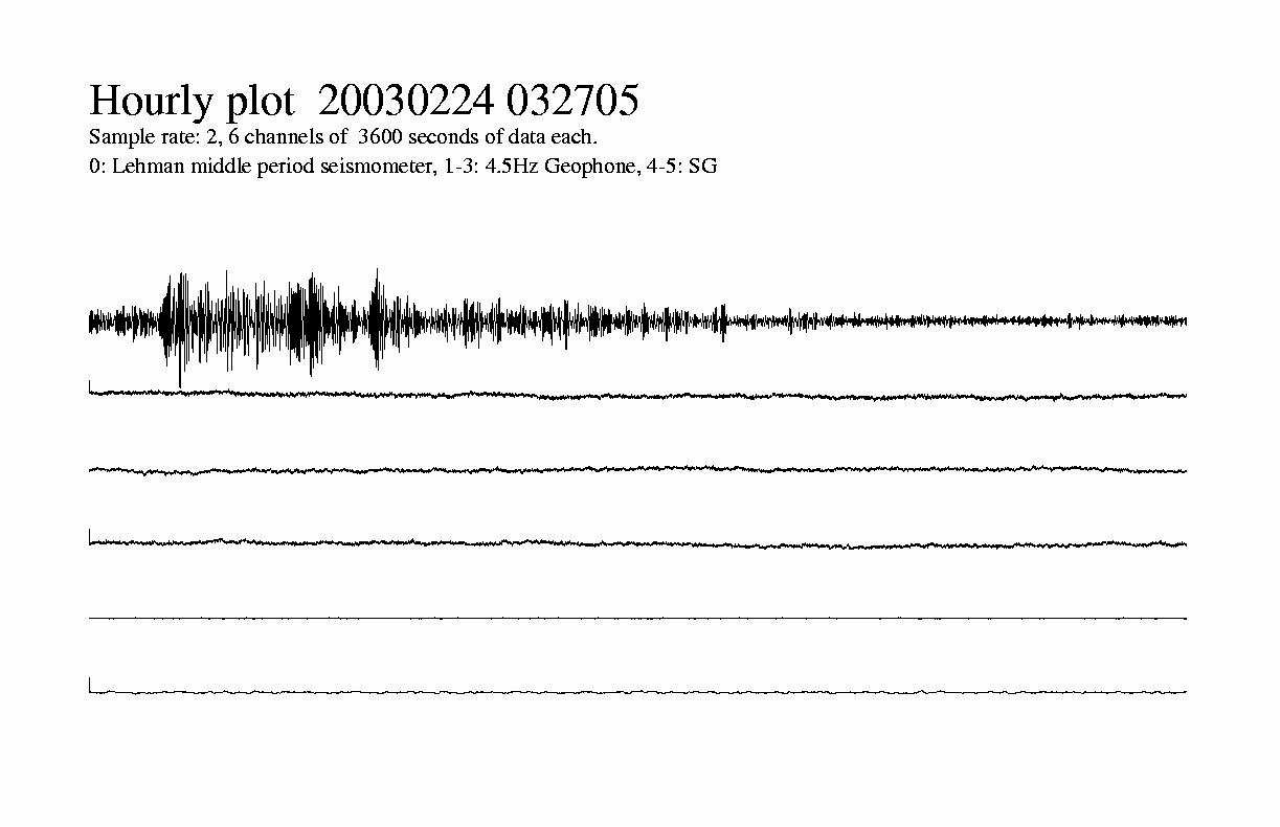


Abbildung 18.3: Beispiel eines mit `stk`generierten stündlichen Plots

18.3.1.3.4 Die Erstellung von Tagesplots Im Gegensatz zu stündlich erstellten Plots, welche im Normalfall alle Kanäle des Meßsystemes darstellen, ist es im allgemeinen erwünscht, am Ende eines Tages einen Gesamtplot aller Meßdaten eines bestimmten Kanales zu erzeugen, um auf diese Art die Möglichkeit eines schnellen Überblickes über das seismische Geschehen des Tages zu erhalten.

Hierfür bietet `stk` eine weitere Betriebsart, `-daily`, mit deren Hilfe 24 Rohdatenfiles gelesen werden, aus denen jeweils ein bestimmter Kanal extrahiert und (optional) gefiltert wird. Die solchermaßen erhaltenen Daten werden als Postscriptausgabedatei geschrieben, die bei Bedarf mit Standardwerkzeugen weiterbearbeitet werden kann. Ein Beispiel für einen solchen Tagesplot zeigt Abbildung 18.4 – dargestellt ist wieder der 24. Februar 2003 mit dem bereits genannten Xijiang Beben.

18.3.1.4 Die Konfiguration von `stk`

Die Konfiguration von `stk` erfordert eine so große Anzahl von Parametern, daß es nicht möglich ist, diese bei jedem Aufruf über die Kommandozeile

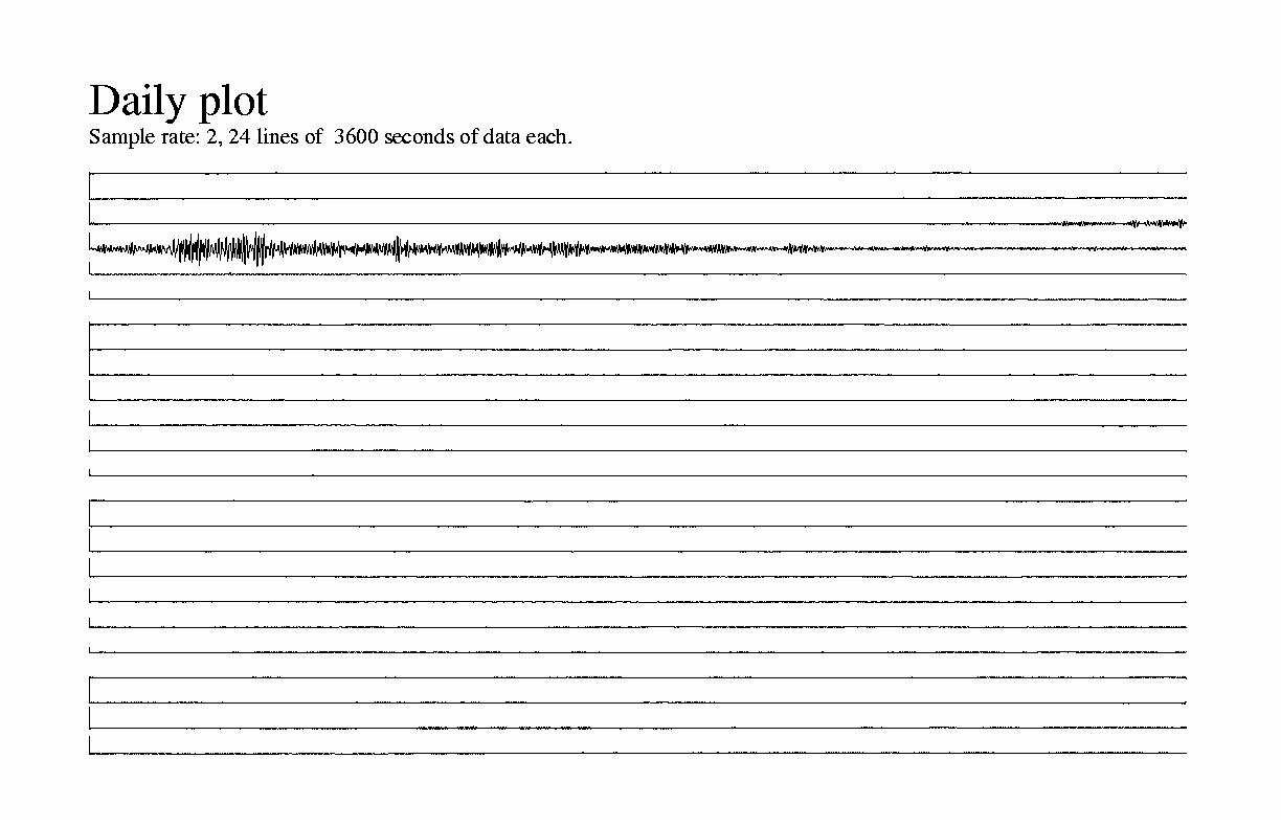


Abbildung 18.4: Beispiel eines mit `stk` erstellen Tagesplots

als Übergabeparameter zu spezifizieren, so daß `stk` bei seinem Start ein Konfigurationsfile liest, welches alle nötigen Angaben enthält. Abschnitt 18.3.1.4.2 zeigt exemplarisch ein solches Konfigurationsfile, wie es auch für die Erstellung der in den vorangegangenen Abschnitten wiedergegebenen Abbildungen zum Einsatz kam.

Das Konfigurationsfile gliedert sich in eine Reihe von Abschnitten (auch als *Sections* bezeichnet), wobei jeder Abschnitt durch den in eckigen Klammern vorangestellen Abschnittsnamen gekennzeichnet wird. Jede Section enhält einen oder mehrere Steuerparameter, mit deren Hilfe das Laufzeitverhalten von `stk` gesteuert werden kann und die im folgenden beschrieben werden:

18.3.1.4.1 Die Struktur des Steuerfiles

`[control]:` Diese Section dient zur Steuerung des allgemeinen Ablaufverhaltens von `stk`. Gegenwärtig kann hier lediglich ein Parameter spezifiziert werden:

`verbose:` Wird dieser Wert mit `y` (oder `j` oder `1`) angegeben, erzeugt `stk` während des Programmlaufes ausführliche Meldungen, an-

hand derer das Fortschreiten der Verarbeitungsschritte verfolgt werden kann.

`[file]`: Die File-Section fasst alle Parameter zusammen, durch welche die Struktur der zu verarbeitenden Rohdatenfiles beschrieben werden.

`first_line_contains_date`: Enthält dieser Parameter den Wert `y` (`j`, `1`), geht `stk` davon aus, daß die einzulesenden Rohdatenfiles als erste Zeile den Zeitstempel des Erfassungsbeginns enthalten.

`samples_per_second`: Hier wird spezifiziert, mit welcher Abtastrate das Rohdatenfile erstellt wurde. Diese Angabe ist unter anderem für die Berechnung der Filterparameter notwendig.

`seconds_per_file`: Dieser Parameter enthält die Anzahl von Sekunden, die ein Rohdatenfile enthält. Aus diesem Wert, multipliziert mit `samples_per_second`, ergibt sich die Anzahl zu lesender und zu verarbeitender Einträge eines einzelnen Rohdatenfiles.

`[fftw]`: Die in diesem Abschnitt zusammengefaßten Parameter steuern die Initialisierung der verwendeten `FFTW`-Routinen.

`tune`: Enthält dieser Parameter einen der Werte `y`, `j` oder `1`, werden die `FFTW`-Routinen durch einen vorangestellten Meßlauf konfiguriert, was zwar auf der einen Seite eine ideale Anpassung an die zur Verfügung stehende Hardware ermöglicht, auf der anderen Seite jedoch unter Umständen sehr lange dauern kann, so daß dieser Parameter im allgemeinen auf `n` gesetzt werden sollte.

`wisdom_file_name`: Die `FFTW`-Routinen bieten die Möglichkeit, Informationen aus vorhergegangenen Initialisierungen zwischenzuspeichern, um bei weiteren Programmstarts die notwendige Initialisierung schneller durchlaufen zu können. Dies macht jedoch im Grunde genommen nur Sinn, wenn der Parameter `tune` auf `y` gesetzt wurde, so daß der Parameter `wisdom_file_name` im allgemeinen durch ein vorangestelltes Ausrufungszeichen auskommentiert werden kann.

`[daily_plot]`: Die Steuerung der Erzeugung von Tagesplots erfolgt durch die folgenden Parameter:

`skip_factor`: Um die erstellten Postscriptausgabedateien in handhabbaren Größen zu halten, ist es unumgänglich (je nach zum Einsatz gelangter Abtastrate), nicht jeden einzelnen Meßpunkt darzustellen, sondern nur jeden n-ten Wert. Der Wert dieses

Parameters muß ein ganzzahliger Teiler der Abtastrate sein, so daß eine Zeile eines Tagesplots stets zumindest soviele Punkte enthält wie Sekunden in jeweils einem Rohdatenfile enthalten sind.

`y_factor`**:** Dieser Faktor legt die vertikale Vergrößerung der zu plottenden Daten fest und hängt von den Gegebenheiten des gesamten Meßaufbaus ab.

`title`**:** Mit Hilfe dieses Parameters kann die Überschrift der Tagesplots angegeben werden.

`[hourly_plot]`**:** Diese Section enthält alle zur Steuerung der stündlichen Ploterstellung nötigen Werte:

`skip_factor`**:** Der Parameter `skip_factor` erlaubt die Einschränkung der zu plottenden Meßpunkte auf jeden n-ten Punkt (wie dies auch bei Tagesplots entsprechend möglich ist), um die Größe des resultierenden Postscriptfiles zu begrenzen.

`number_of_channels`**:** Hierdurch wird die Anzahl darzustellender Kanäle angegeben, deren höchste Anzahl den Wert 8 nicht übersteigen kann.

`y_factor_0` **bis** `y_factor_n`**:** Für jeden einzelnen der darzustellenden Kanäle wird mit Hilfe dieser Parameter ein Vergrößerungsfaktor spezifiziert, um eine möglichst gute und detaillierte Darstellung der Kurven zu ermöglichen.

`low_pass_frequency_0` **bis** `low_pass_frequency_n`**:** Da jeder Kanal einem unterschiedlichen Meßwertgeber zugeordnet werden kann, besteht mit diesen Parametern die Möglichkeit, kanalspezifische Tiefpaßfiltergrenzfrequenzen vorzugeben. Ein Wert von `0.` führt dazu, daß der betreffende Kanal keiner Filterung unterzogen wird.

`channel_description`**:** Mit Hilfe dieses Wertes kann die auf dem stündlichen Plot erscheinende Überschriftenzeile spezifiziert werden.

`[display]`**:** Die letzte Parametergruppe dient zur Einstellung aller notwendigen Werte für die interaktive Darstellung von Meßwerten.

`window_x_position` **und** `window_y_position`**:** Diese beiden Parameter dienen zur Festlegung der Position, an welcher sich die linke obere Ecke des Ausgabefensters bei Programmstart befinden soll. Üblicherweise werden hier als Werte `0` und `0` angegeben.

`window_x_size` **und** `window_y_size`**:** Die Größe des initialen Ausgabefensters in Pixeln in x- und y-Richtung wird durch entsprechende Einträge an dieser Stelle gesetzt.

`curve_height`**:** Entsprechend den Parametern `y_factor` in den vorangegangenen Sections dient dieser Parameter zur Einstellung des für die interaktive Darstellung von Rohdaten sowie gefilterten Daten zu verwendenden Vergrößerungsfaktors.

`raw_data_offset`**:** Offset in Punkten bezogen auf die y-Achse zur Darstellung der ungefilterten Rohdaten.

`filtered_data_offset`**:** y-Offset in Punkten für die Darstellung der gefilterten Daten.

`spectrum_data_offset`**:** y-Offset (ebenfalls in Punkten) für die Darstellung des Leistungsspektrums der Rohdaten.

`max_samples_per_screen`**:** Ähnlich wie bereits bei der Erzeugung von Postscriptausgabedateien im Falle von stündlichen Plots sowie von Tagesplots, kann mit Hilfe dieses Parameters festgelegt werden, wieviele Meßwerte wirklich zur graphischen Ausgabe gelangen, um den Bildaufbau des Ausgabefensters nicht unnötig zu verlangsamen. Ein brauchbarer, in der Praxis bewährter Wert hierfür ist beispielsweise `5000`.

`scale_filtered_like_raw`**:** Ist dieser Parameter auf einen der Werte `y`, `j` oder `1` gesetzt, werden die gefilterten Daten unter Zuhilfenahme des Maximalwertes der Rohdaten skaliert, während sie anderenfalls mit ihrem eigenen Maximalwert skaliert werden.

`display_coordinate_systems`**:** Ist diese Option auf `y`, `j` oder auch `1` gesetzt, wird eine x-Linie in die drei dargestellten Kurven eingeblendet.

`initial_x_translate` **und** `initial_y_translate`**:** Diese beiden Parameter enthalten die initialen Werte für die x- beziehungsweise y-Verschiebung des Sichtfensters zur interaktiven Darstellung der Meßwerte.

`x_translate_increment` **und** `y_translate_increment`**:** Mit Hilfe dieser beiden Parameter wird spezifiziert, um wieviel sich die x- beziehungsweise y-Verschiebung bei Betätigen einer der Tasten `l`, `r`, `u` beziehungsweise `d` ändert.

`initial_scale_factor`**:** Globaler Vergrößerungsfaktor für die interaktive Darstellung der Meßwerte.

`scale_factor_multiplier`: Die Änderung des Vergrößerungsfaktors bei Betätigen der Tasten `L` beziehungsweise `s` wird durch den hier spezifizierten Wert festgelegt.

`frequency_increment`: Analog zu den obigen increment- beziehungsweise multiplier-Werten kann mit Hilfe dieses Eintrages angegeben werden, um wieviel Hertz sich die Grenzfrequenz des FFT-Tiefpaßfilters bei Betätigen der Tasten `I` beziehungsweise `D` ändert. Werte im Bereich von `0.1` bis `0.2` haben sich hierbei als brauchbar erwiesen.

Im Zusammenhang mit dem `stk`-Konfigurationsfile sind lediglich zwei weitere Punkte zu beachten: Zum einen sucht `stk` innerhalb des Verzeichnisses, von welchem aus es gestartet wurde, nach einem File des Namens `stk.ini`, um es als Konfigurationsfile zu lesen und zu verarbeiten. Zum anderen ist es erforderlich, das Konfigurationsfile durch eine Leerzeile abzuschließen, da ansonsten der letzte Eintrag nicht korrekt verarbeitet werden kann.

18.3.1.4.2 Das `stk`-Konfigurationsfile `stk.ini`

```
[control]
 verbose = y
[file]
 first_line_contains_date = y
 samples_per_second = 32
 seconds_per_file = 3600
[fftw]
 !wisdom_file_name = stk.wis
 tune = n
[daily_plot]
 skip_factor = 16
 y_factor = 5
 title = Daily plot
[hourly_plot]
 skip_factor = 16
 number_of_channels = 6
 y_factor_0 = 10.
 y_factor_1 = 80.
 y_factor_2 = 80.
 y_factor_3 = 80.
 y_factor_4 = 1.
```

```
 y_factor_5 = 1.
 low_pass_frequency_0 = 0.
 low_pass_frequency_1 = 0.
 low_pass_frequency_2 = 0.
 low_pass_frequency_3 = 0.
 low_pass_frequency_4 = 0.
 low_pass_frequency_5 = 0.
 low_pass_frequency_6 = 0.
 low_pass_frequency_7 = 0.
 channel_description = 0: Lehman, 1-3: Geophone, 4-5: SG
[display]
 window_x_position = 10
 window_y_position = 10
 window_x_size = 1050
 window_y_size = 600
 curve_height = 200
 raw_data_offset = 50
 filtered_data_offset = -250
 spectrum_data_offset = -550
 max_samples_per_screen = 5000
 scale_filtered_like_raw = N
 display_coordinate_systems = Y
 initial_x_translate = 2.
 initial_y_translate = -1.
 x_translate_increment = 2.
 y_translate_increment = 2.
 initial_scale_factor = 0.003906
 scale_factor_multiplier = 1.5
 frequency_increment = 0.02
```

Nach den nun vorgestellten Möglichkeiten, Meßdaten, wie sie mit Hilfe der vorgestellten Instrumente erhoben werden können, graphisch darzustellen, beschäftigen sich die folgenden Abschnitte mit einer einfachen Methode, seismische Ereignisse hörbar zu machen, die lediglich auf einer hinreichend schnellen Wiedergabe einer Reihe von Meßwerten beruht, um so die an sich sehr niederfrequenten Signalanteile in den hörbaren Bereich zu transformieren.

18.4 Wie klingen seismische Ereignisse

Ausgesprochen beeindruckend, um es vorwegzunehmen. Es ist verblüffend, was man akustisch wahrzunehmen in der Lage ist – das Eintreffen der verschiedenen Wellentypen bei einem großen Beben ist auf diese Art und Weise ganz intuitiv zu erfassen, während sich die graphische Auswertung der Meßkurven eines Seismometers mitunter als ausgesprochen aufwendig und wenig intuitiv herausstellen kann.

Gerade für Meßdaten, die langperiodische Ereignisse beschreiben, eignet sich die Umwandlung in ein akustisch wiedergebbares Format, da allein durch eine zeitliche Raffung der Meßdaten eine Verschiebung des Frequenzbereiches beispielsweise seismischer Daten in das akustische Spektrum erzielt werden kann.

Liegen beispielsweise Daten vor, die mit einer Abtastrate von 32Hz gewonnen wurden, kann durch eine zeitliche Raffung um den Faktor 1000 eine Transformation der Frequenzen um eben diesen Faktor erzielt werden, so daß Signalanteile, die eigentlich in Bereichen um ca. $\frac{1}{10}$Hz liegen, in den akustisch bereits gut wahrnehmbaren Bereich um 100Hz verschoben werden.

Das im folgenden Abschnitt 18.4.2 dargestellte, ausgesprochen einfache Programm `quake2wav` leistet genau dies: Ausgehend von den Rohdaten eines Seismometers (das in Abschnitt 7 dargestellte Lehman-Seismometer eignet sich beispielsweise hervorragend als Datenquelle für die Erzeugung von Wave-Files, in welchen der zeitliche Ablauf seismischer Ereignisse hörbar gemacht wird) erzeugt dieses Programm ein Standard-Wave-File, wie es von allen gängigen Media-Playern unterstützt wird, indem lediglich eine einfache Datenkonversion vollzogen wird, während die nötige zeitliche Raffung der Daten dem Wiedergabeprogramm überlassen bleibt, dem durch entsprechende Einträge in der Wave-Datei eine passende Abtastrate vorgegaukelt wird.

18.4.1 Aufbau und Struktur von WAV-Files

Der Aufbau eines WAV-Files gestaltet sich ausgesprochen einfach, da keinerlei Kompression vorgesehen ist und die gesampelten Audiodaten nach einem Header, dessen Format fest vorgegeben ist und der alle für die Wiedergabe der Daten notwendigen Informationen enthält, als Bytestrom geschrieben werden können.

Der unumgängliche Header eines WAV-Files besitzt folgendes Format, wie es auch im folgenden Programmlisting in Abschnitt 18.4.2 deutlich wird:

```
struct WAVEFMT
{
  char signature [4]; /* Muss 'RIFF' enthalten.    */
  long RIFFsize;      /* Filegroesse in Bytes - 8  */
  char type [4],      /* Muss 'WAVE' enthalten.    */
    fmtchunk [4];     /* Muss 'fmt ' enthalten.    */
  long fmtsize;       /* Muss 16 enthalten.        */
  int format,         /* Normalerweise 1 -> PCM    */
    channels;         /* 1 -> Mono, 2 -> Stereo    */
  long samplerate,    /* 11025 / 22050 / 44100     */
    average_bps;      /* samplerate * channels     */
  int align,          /* 1 -> byte, 2 -> word      */
    bitspersample;    /* 8 oder 16                 */
  char datchunk;      /* Muss 'data' enthalten.    */
  long samples;       /* Anzahl folgender Samples. */
}
```

Im Anschluß an diese Datenstruktur folgen nacheinander alle Samples in Form von Zweibytewerten.

18.4.2 Das Programm `quake2wav`

Das folgende Programm `quake2wav` besticht sicherlich nicht durch schönen Programmierstil oder beispielhafte Implementation – es ist lediglich als Anregung für eigene Programme dieser Art gedacht und soll als Beispiel die Erstellung von Wave-Files demonstrieren.

Als Eingabe werden Dateien mit Meßwerten erwartet, die zunächst eine Headerzeile, die – entsprechend Abschnitt 17.5 – einen Zeitstempel beinhaltet, mit dessen Hilfe der Dateiinhalt einem bestimmten Ereignis zugeordnet werden kann, enthalten. Auf diese Headerzeile folgt nun für jedes Abtastintervall eine Zeile, welche für jeden einzelnen Kanal eine Spalte mit dem zugehörigen Meßwert enthält.

Als Parameter erwartet das Programm bei seinem Aufruf zunächst die Abtastrate, mit welcher das Wave-File geschrieben werden soll (beispielsweise 22000 für 22kHz), gefolgt von der Nummer des Kanals, dessen Meßwerte konvertiert werden sollen. Mit den sich hieran anschließenden Übergabeparametern können mehrere Eingabe- sowie der Name des Ausgabe-(Wave-)Files spezifiziert werden.

Beispielsweise erzeugt der Aufruf

```
quake2wav 44100 0 test.raw test.wav
```

ein Wave-File names `test.wav`, das aus den konvertierten Meßwerten von Kanal 0 des Eingaberohdatenfiles `test.raw` besteht. Als Abtastrate des Wave-Files werden 44.1kHz geschrieben.

```
/*
** quake2wav converts data read from raw data files as generated by
** the 8 channel A/D converter into a wav file which can be further
** processed by appropriate audio tools. The output is scaled so
** that the maximum amplitude is +1 or -1, so be somewhat careful
** when listening to the raw wav file.
**
** DEC-2002, B. Ulmann fecit.
*/

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>

#define STRING_LENGTH 133
#define MAX_DATA 4194304 /* Maximum number of samples to be      */
                         /* processed                           */

int main (int argc, char **argv)
{
  int i, j,
    channel,
    counter = 0,
    file_len,
    sample_rate,
    sample_rate_times_2;

  float value,
    maximum = 0.,
    data [MAX_DATA];

  char line [STRING_LENGTH],
    *row;

  FILE *input_handle,
    *output_handle;

  if (argc < 5) /* Wrong number of arguments, print usage        */
                /* description                                  */
```

```
  {
    printf ("Usage: seismo_wav <sample_rate> <channel> \
<file1> [<file2]... <output_file>\n");
    return -1;
  }

  printf ("Opening output file >>%s<<\n", argv [argc - 1]);
  if (!(output_handle = fopen (argv [argc - 1], "w")))
  {
    printf ("Unable to open output file!\n");
    return -2;
  }

  printf ("Using sample rate %d. Converting channel %d.\n",
          sample_rate = atoi (argv [1]),
          channel = atoi (argv [2]));

  for (i = 3; i < argc - 1; i++)
  {
    printf ("Processing file >>%s<<\n", argv [i]);
    if (!(input_handle = fopen (argv [i], "r")))
    {
      printf ("Unable to open input file!\n");
      return -3;
    }

    fgets (line, STRING_LENGTH, input_handle);  /* Skip 1st line */

    fgets (line, STRING_LENGTH, input_handle);
    for (;;)
    {
      row = strtok (line, " ");                 /* Get 1st token */
                                                /* from line     */
      for (j = 0; row && j < channel; j++)      /* Skip channels */
                                                /* if desired    */
        row = strtok (0, " ");

      if (!row)
      {
        printf ("Unexpected end of line - channel number too \
large? Abort!\n");
        return -1;
      }
```

```
      sscanf (row, "%f", &value);

      if ((data [counter++] = value) > maximum) /* Determine new */
                                                /* maximum       */
        maximum = value;

      fgets (line, STRING_LENGTH, input_handle);
      if (feof (input_handle))
        break;
    }

    fclose (input_handle);
  }

  printf ("%d files with %d lines of data processed\n\
Maximum amplitude: %f\nWriting file >>%s<<\n",
          argc - 4, counter, maximum, argv [argc - 1]);

  /* Write output file */

  file_len = counter + 36;
  sample_rate_times_2 = sample_rate << 1;

  fprintf (output_handle, "\
RIFF%c%c%c%cWAVEfmt%c\
%c%c%c%c\
%c%c%c%c\
%c%c%c%c\
%c%c%c%c\
%c%c%c%cdata\
%c%c%c%c",
           (char) (file_len & 0xff),
           (char) ((file_len >> 8) & 0xff),
           (char) ((file_len >> 16) & 0xff),
           (char) (file_len >> 24),
           0x20,
           (char) 0x10, (char) 0, (char) 0, (char) 0,
           (char) 1, (char) 0, (char) 1, (char) 0,
           (char) (sample_rate & 0xff),
           (char) ((sample_rate >> 8) & 0xff),
           (char) ((sample_rate >> 16) & 0xff),
           (char) (sample_rate >> 24),
           (char) (sample_rate_times_2 & 0xff),
           (char) ((sample_rate_times_2 >> 8) & 0xff),
```

```
            (char) ((sample_rate_times_2 >> 16) & 0xff),
            (char) (sample_rate_times_2 >> 24),
            (char) 2, (char) 0, (char) 0x10, (char) 0,
            (char) (counter & 0xff),
            (char) ((counter >> 8) & 0xff),
            (char) ((counter >> 16) & 0xff),
            (char) (counter >> 24));

  for (i = 0; i < counter; i++)
  {
    j = (int) (32767. * data [i] / maximum);
    fprintf (output_handle, "%c%c", j & 0xff, j >> 8);
  }

  fclose (output_handle);
  printf ("%d samples written.\n", counter);
  return 0;
}
```

Kapitel 19

Aufbau einer Meßstation

Die folgenden Abschnitte beschreiben einige der Punkte, die im Rahmen des Aufbaus einer eigenen Meßstation Beachtung finden sollten.

19.1 Aufstellung der Instrumente

Vor der eigentlichen Ortsauswahl der Meßstation selbst, die in Abschnitt 19.2 beschrieben wird, steht die Frage nach der Aufstellung der Instrumente an sich. Da es sich sowohl bei den beschriebenen Seismometern als auch bei dem FGM-3h-basierenden Fluxgatemagnetometer um ausgesprochen empfindliche Instrumente handelt, müssen diese soweit als möglich vor störenden natürlichen und künstlichen Umwelteinflüssen geschützt werden.

Weiterhin ist zu beachten, daß die Seismometer möglichst direkt mit dem Muttergestein des Untergrundes gekoppelt werden müssen, um eine wenig verlustbehaftete Ankopplung zu ermöglichen (siehe beispielsweise Abschnitt 19.4). In Fällen, in welchen dies nicht direkt möglich ist, besteht vielleicht die Möglichkeit, das Fundament eines Hauses oder tiefliegende Kellerräume als Aufstellungsort zu verwenden. Abzuraten ist jedenfalls von einer Aufstellung auf lockerem Oberflächengestein, auf Sand- oder Lehmböden, etc., da hier nicht nur eine schlechte Ankopplung des Instrumentes gegeben ist, sondern darüberhinaus auch unerwünschte Störsignale, wie sie durch Winde, etc. hervorgerufen werden, übermäßig stark betont werden.

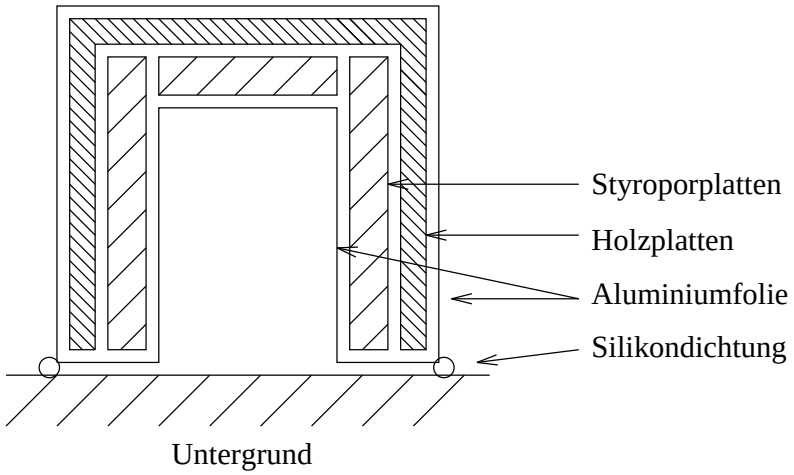


Abbildung 19.1: Prinzipieller Aufbau eines Gehäuses für Seismometer

19.1.1 Ein Seismometergehäuse

Die offene Aufstellung eines Seismometers ist aufgrund der hohen Empfindlichkeit des Meßinstrumentes bezüglich Temperaturschwankungen, Konvektionsströmungen der umgebenden Luft, etc. nicht möglich. Vor allem langperiodische Sensoren benötigen ein großes Maß an Umsicht hinsichtlich ihrer Abschirmung von der Umwelt, um störende Umwelteinflüsse soweit als möglich auszuschließen.

Abbildung 19.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Seismometergehäuses, wie es für die im vorangegangenen dargestellten Instrumente geeignet ist. Zentrales Element ist ein paßgenau gearbeiteter Holzkasten, der in seinen inneren Abmessungen den äußeren des aufzustellenden Seismometers möglichst gut angepaßt sein sollte, um das freie Luftvolumen und damit die Gefahr von Konvektionsströmungen zu verringern.

Um Temperaturschwankungen im Inneren des Gehäuses möglichst gering zu halten, wird das Holzgehäuse mit Styroporplatten ausgekleidet und zusätzlich hierzu mit (möglichst fester) Aluminiumfolie verkleidet. Die Befestigung des Gehäuses am Aufstellungsuntergrund geschieht am einfachsten mit Hilfe von Silikondichtungsmasse, wie sie im Sanitärbereich eingesetzt wird.

Um einen einfachen Zugriff auf das Instrument zu gewährleisten, empfiehlt es sich, den Deckel mit Hilfe von an einer Seite angebrachtem Klavierband aufklappbar zu gestalten – ein möglichst dichtes Schließen kann zum Beispiel mit einer Lage Tesa-Moll oder ähnlichem auf der Oberseite des Gehäuses erreicht werden. In geschlossenem Zustand läßt sich der Deckel beispielsweise durch einen aufgelegten Ziegelstein beschweren.

Abbildung 19.2 zeigt ein solches Gehäuse, wie es für das in Abschnitt 10 gezeigte Vertikalseismometer gebaut wurde, vor der Verkleidung mit

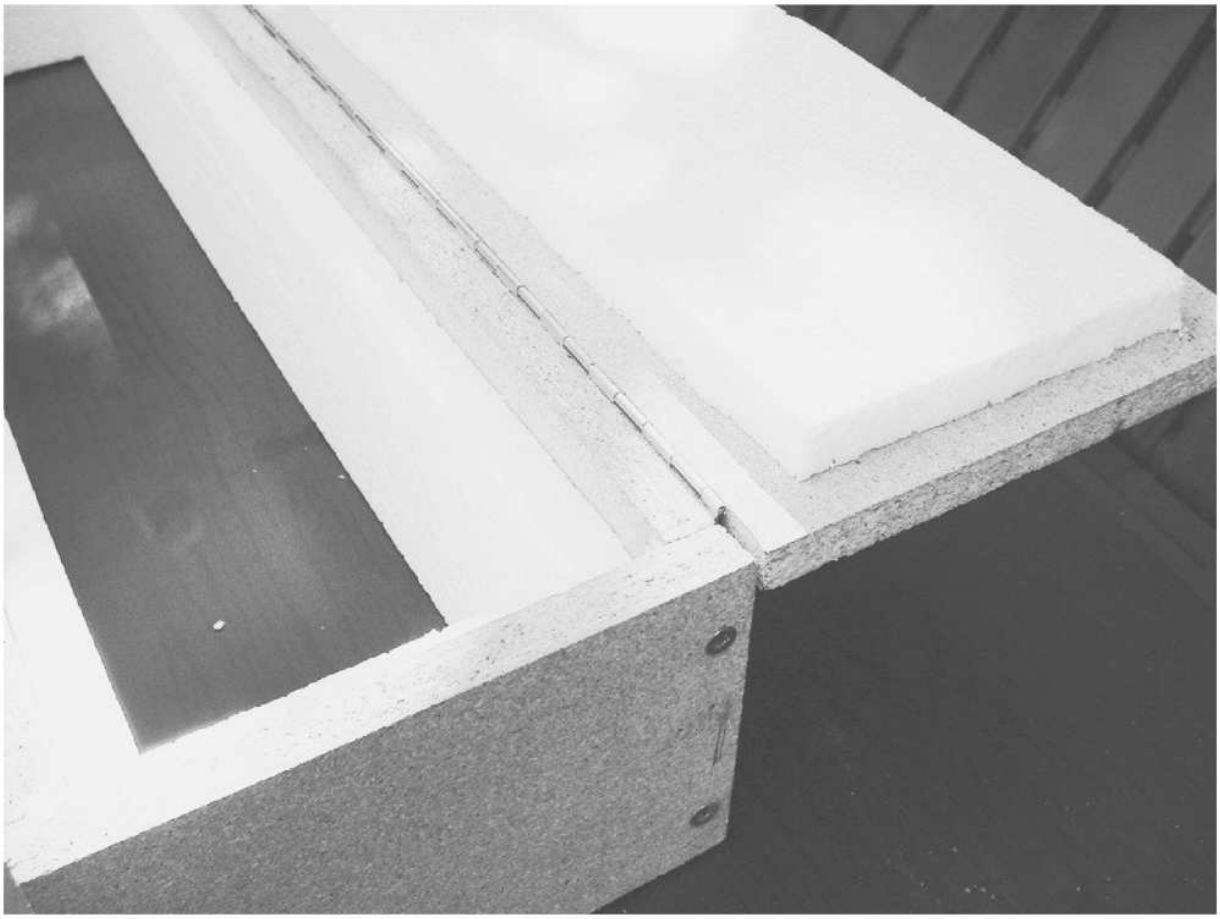


Abbildung 19.2: Ausführung eines Gehäuses entsprechend Abbildung 19.1 vor der Aus- und Verkleidung mit Aluminiumfolie

Aluminuimfolie. Gut zu erkennen sind der Gehäuserahmen sowie der mit Klavierband befestigte Deckel, die beide mit Styroporplatten belegt sind.

Das fertige Gehäuse mit Verkleidung ist in Abbildung 19.3 dargestellt – vor der eigentlichen Aufstellung ist noch zu beachten, daß es zur Vermeidung von Schwitzwasser im Gehäuseinneren mitunter notwendig sein kann, Beutel mit hygroskopischen Substanzen zuzugeben (Silikalgel, etc.).

Da die Viskosität von Öl, wie es beispielsweise zur Dämpfung des einfachen Lehmanseismometers aus Abschnitt 7 eingesetzt wird, stark temperaturabhängig ist, muß vor allem bei freistehenden Meßräumen darauf geachtet werden, daß die Öltemperatur während der kalten Jahreszeit nicht zu stark absinkt. Kann dies nicht durch Wärmedämmung alleine erreicht werden, bietet es sich an, das Innere des Seismometergehäuses beispielsweise durch eine 15W-Glühbirne zu heizen, wobei dies wieder die Gefahr störender Konvektionsströmungen mit sich bringt – von der Einkopplung störenden Brumms bei Wechselstrombetrieb der Glühlampe ganz abgesehen.

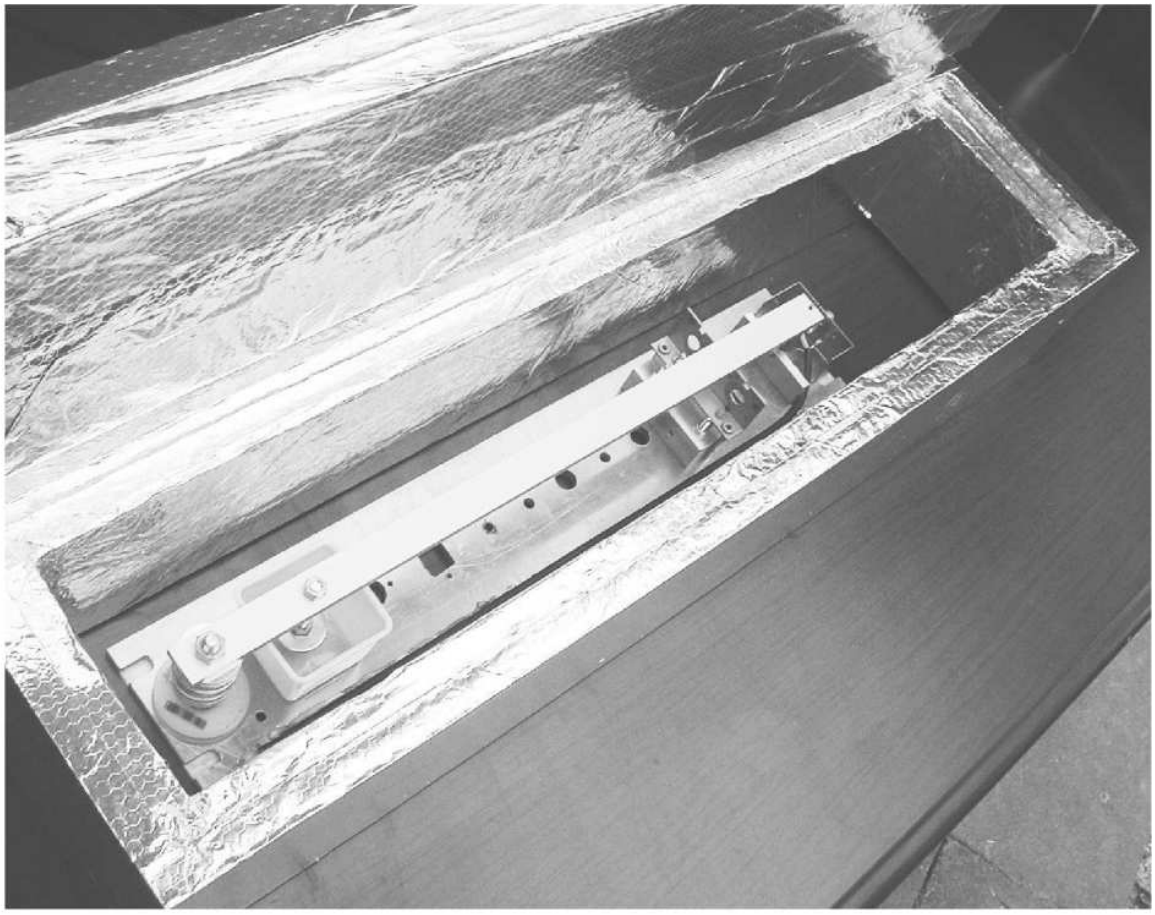


Abbildung 19.3: Fertiges Seismometergehäuse

19.1.2 Die Aufstellung des Magnetometers

Die Aufstellung des in Abschnitt 16.3 beschriebenen Magnetometers erfordert ein wenig Vorplanung, da sich der verwendete Sensor zum einen durch eine ausgesprochen große Empfindlichkeit auszeichnet, die beispielsweise eine Orientierung in Nord-Süd-Richtung unmöglich macht, während er zum anderen leider eine verhältnismäßig große Temperaturempfindlichkeit aufweist, so daß eine hohe Temperaturstabilität des Aufstellungsortes gewährleistet werden muß.

Die hohe Empfindlichkeit erfordert eine Aufstellung, die möglichst weit ab von Straßen mit Autoverkehr, Fußgängern, etc. liegen muß. Erste Versuche zeigten, daß der Verkehr einer rund 10 Meter entfernt liegenden Straße ausreichte, um aussagekräftige Messungen fast vollkommen unmöglich werden zu lassen, da die durch die bewegten Karosserien hervorgerufenen Änderungen des Magnetfeldes die eigentlich interessierenden natürlichen Schwankungen des Erdmagnetfeldes teilweise vollkommen überdeckten.

Aus demselben Grunde scheidet eine aktive Temperaturregelung des Aufstellungsortes des Magnetometers zumindest soweit aus, als sie eine

elektrische Wärmequelle voraussetzt, die natürlich ebenfalls ein Störmagnetfeld generiert.

Gut ausnutzen für die Aufstellung des Sensors läßt sich die Tatsache, daß die täglichen Temperaturschwankungen mit zunehmender Tiefe im Boden schnell abnehmen – bereits ein in einer Tiefe von ca. 50cm vergrabener Sensor ist kaum mehr störenden Temperaturschwankungen durch Sonneneinstrahlung, etc. ausgesetzt. Idealerweise wird der Sensor also möglichst tief und möglichst weit ab von Straßen und anderen potentiellen Störquellen vergraben.

Hierbei muß jedoch größter Wert auf eine wasserdichte Umhüllung des Sensors sowie Nagetierfestigkeit der Kabel, etc. gelegt werden. Sehr bewährt haben sich für den letztgenannten Punkt PVC-Rohre mit einem Durchmesser von 16mm für die Kabelverbindung zwischen der Sonde und der Meßelektronik, wie sie in jedem Baumarkt erworben werden können.

19.2 Ortsauswahl

Die wichtigsten Punkte bezüglich der Ortsauswahl einer eigenen Meßstation ergeben sich im wesentlichen aus dem im vorangehenden gesagten. In der Regel sind Kompromisse aufgrund äußerer Gegebenheiten unumgänglich, wobei jedoch oftmals im Nachhinein festgestellt wird, daß aus einer Not eine Tugend gemacht werden kann.

Eine Meßstation sollte zunächst möglichst weit entfernt von befahrenen Straßen, die starke Störquellen nicht nur für Seismometer, sondern auch für Magnetometer darstellen, aufgestellt werden – idealerweise in der Mitte eines Gartens oder an der Grenze zweier aneinanderstoßender Gärten. Mögliche Aufstellungsorte sind jedoch auch (tiefe) Keller, Öltankräume, etc.

Auf jeden Fall sollte sichergestellt sein, daß der Aufstellungort der Instrumente möglichst ungestört liegt, d.h. auch von Fußgängern nicht frequentiert wird, keine elektrischen Maschinen in der Nähe arbeiten, etc.

Besteht die Möglichkeit, eine Meßstation in einem Garten einzurichten, muß bedacht werden, daß diese Wind und Wetter mehr oder minder ungeschützt ausgesetzt ist und entsprechend ausgelegt werden sollte, um Störungen durch häufige Wartungsarbeiten gering zu halten. Sehr praktisch sind hier Gartenhütten aus Holz, die innen einfach mit Hilfe von Styroporplatten gedämmt werden können, um Temperaturschwankungen in Grenzen zu halten.

Die notwendige Ankopplung der Seismometer an den Untergrund setzt einen direkten Zugang entweder zu blankem Gestein oder einer entspre-

chenden Betonplatte voraus – für den letzten Fall hat es sich sehr bewährt, Kacheln auf dem Boden zu befestigen, auf welchen die Füße der Instrumente zu ruhen kommen.

Kellerräume bringen in der Regel eine verhältnismäßig gute Temperaturkonstanz mit sich, die bei einer freistehenden Meßhütte mitunter aufwendig erkauft werden muß. Nachteilig an Kellerräumen ist jedoch, daß sie oftmals nicht ausschließlich für die Meßinstallation zur Verfügung stehen, sondern zusätzlich als Lagerraum dienen, was entsprechende Störungen durch Betreten, etc. mit sich bringt.

Die beiden folgenden Abschnitte 19.3 beziehungsweise 19.4 zeigen exemplarisch zwei ausgeführte Meßstationen.

19.3 Beispiel einer kleinen Meßstation

Die in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Verstärker und Meßinstrumente ermöglichen einen sehr flexiblen Aufbau einer eigenen Meßstation, wie Abbildung 19.4 zeigt. Dargestellt ist ein Schnappschuß der Anordnung der Verstärker, etc. zum Zeitpunkt des Beginns dieses Buches im Öltankraum des Verfassers, in dem sich auch die eigentlichen Seismometer in eigenen Holzkisten befanden.

Gut zu erkennen sind in der linken Bildhälfte von oben nach unten zwei kommerzielle Princeton-Verstärker, die als Vergleichsverstärker während der Entwicklung des in Kapitel 8 vorgestellten Verstärkers dienten sowie der Prototyp des AD-Wandlers aus Kapitel 17. In der rechten Bildhälfte sind von oben nach unten und von links nach rechts die Magnetometerelektronik (siehe Abschnitt 16), der 3-Kanal-Geophonverstärker (siehe Abschnitt 13), das Netzteil aus Kapitel 9, sowie der Verstärker (Abschnitt 8 für das Lehmanseismometer zu erkennen. Unter diesen Einheiten finden sich zwei Standleitungsmodems, mit deren Hilfe die seriell ausgegebenen Meßdaten des AD-Wandlers sowie des Magnetometers an den Meßrechner übertragen wurden.

19.4 Beispiel einer festen Meßstation

Nachdem die Instrumente, wie in Abbildung 19.4 dargestellt, über ca. 2 Jahre ihr Dasein in einem Öltankraum fristen mußten, was im Prinzip nicht der schlechteste Aufstellungsort ist, wurde eine Umstellung der Heizungsanlage auf Gas unvermeidlich, was einen Abbau der Tanks und damit eine neue Nutzung des bislang sehr ruhigen Raumes zur Folge hatte.

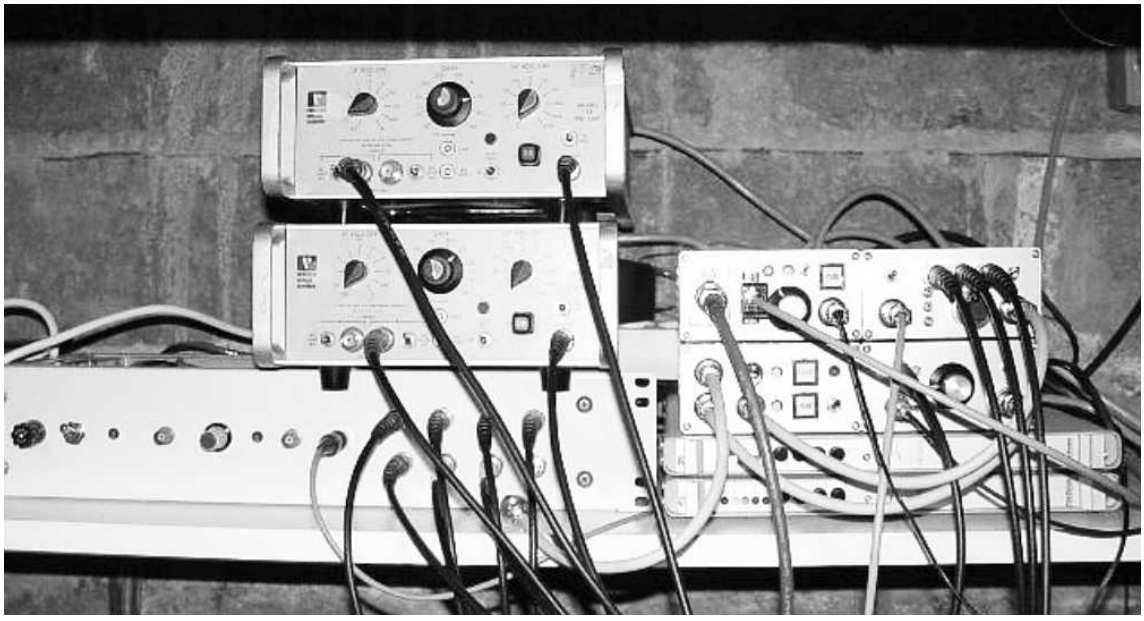


Abbildung 19.4: Verstärker, A/D-Wandler, etc. zu Beginn der Entstehung dieses Buches

In diesem Zusammenhang wurde entschieden, sowohl die Meßaufnehmer selbst als auch die zugehörige Elektronik in eine zu diesem Zweck zu bauende Gartenhütte auszulagern, was gleichzeitig den Vorteil mit sich bringen sollte (und brachte), Störsignale, wie sie von vorüberfahrenden Fahrzeugen hervorgerufen wurden, zu minimieren, da der ausgesuchte Aufstellungsort der Hütte deutlich weiter von der Straße als der Tankraum entfernt liegt.

Wie bereits erwähnt, ist es ideal, wenn eine solche Meßhütte möglichst weit entfernt von allen störenden Signalquellen aufgestellt werden kann – aufgrund ihrer Größe wird jedoch fast immer eine Grundstücksgrenze als Aufstellungsort ausgewählt werden. Als sehr störend können sich hier große, dem Wind direkt ausgesetzte Bäume in der Nähe der Meßhütte erweisen – durch diese wird bereits bei schwachem Wind ein erhebliches Maß an Energie in Form von Schwingungen in den Boden eingekoppelt, die zu einer starken lokalen Mikroseismik führen kann, wodurch mitunter Messungen über Stunden oder gar Tage fast unmöglich werden können.

Weiterhin ist es ideal, wenn die Hütte in Nord-Süd-Richtung ausgerichtet werden kann, was eine maximal platzsparende Aufstellung zweier rechtwinklig zueinander angeordneter Horizontalpendel ermöglicht. Im vorliegenden Fall war dies aufgrund der Lage des Gartens nicht ohne weiteres möglich, so daß eine leichte Abweichung von der Nord-Süd-Anordnung in Kauf genommen wurde.

Um eine gute Kopplung der Instrumente an das Gestein zu ermöglichen, wurde eine Betonplatte gegossen, welche direkt auf Schiefer aufliegt[1].

[1] Was, nebenbei bemerkt, das erste Mal war, daß sich der Autor über die teilweise nur

Hierbei sind prinzipiell zwei Möglichkeiten denkbar:

1. Zum einen kann die Hütte, wie bei Gartenhütten verhältnismäßig üblich, auf einer Kiesschüttung oder direkt mit einer Unterlattung auf dem Boden aufgestellt werden, wobei die sich Betonplatte nur unter einen kleinen Teil der Hütte erstreckt, der über ein Loch im Hüttenboden zugänglich gemacht werden kann. Dies hat den Vorteil, dass die Hütte selbst und die Betonplatte, die als Meßgeräteträger fungiert, bezogen auf den geringen Aufwand gut voneinander entkoppelt sind.

   Nachteilig an dieser Variante ist, daß mit zwei unterschiedlichen Bodenkonstruktionen zu arbeiten ist und gegebenenfalls die Hütte selbst auch auf eine Betonplatte gestellt werden muss, die wiederum vom eigentlichen Meßuntergrund durch einen Spalt getrennt sein muß, was den Aufwand erheblich steigert.

2. Zum anderen kann – mit zugegebenermassen deutlich verschlechterter Entkopplung von Hütte und Meßaufnehmern – eine einzige, grosse Betonplatte gegossen werden, auf welcher die gesamte Hütte steht, in deren Boden sich ein Loch befindet, über welches ein ungehinderter Zugang zur Bodenplatte möglich ist, auf welcher die Meßinstrumente montiert werden. Diese Variante bringt zugegebenermassen den Nachteil mit sich, daß auf die Hütte wirkende Kräfte (verblüffend) stark auf die Bodenplatte übertragen werden. Im vorliegenden Fall steht die Hütte jedoch so geschützt, daß sich dieser Effekt im Grunde als vernachlässigbar herausgestellt hat.

Neben den eigentlichen Meßinstrumenten enthält die Hütte auch alle notwendigen Verstärker und den A/D-Wandler, sowie unter Umständen zusätzliche Ausrüstung wie ein Oszilloskop und ein Multimeter zum Abgleich der Verstärker, eventuell einen Meßwertaufnahmerechner, ein Terminal, usf. Abbildung 19.5 zeigt den Aufbau der Meßelektronik in der genannten Hütte, wie sie im Dezember 2003 installiert war.

Alle Komponenten sind in einem 19-Zoll-Schrank montiert[2] – von oben nach unten sind dies im einzelnen:

- Ein 2-Kanal-Oszilloskop, das beim Offsetabgleich der Verstärker und auch bei anderen Abgleich- und Fehlerortungsaufgaben sehr gute Dienste leistet,

wenige zehn Zentimeter starke Erdschicht, welche manche Gebiete des Taunus bedeckt, wirklich von Herzen freute.

[2]Solche Schränke können mitunter ausgesprochen preiswert erworben werden und leisten hervorragende Dienste, falls Meßaufbauten über lange Zeit arbeiten sollen

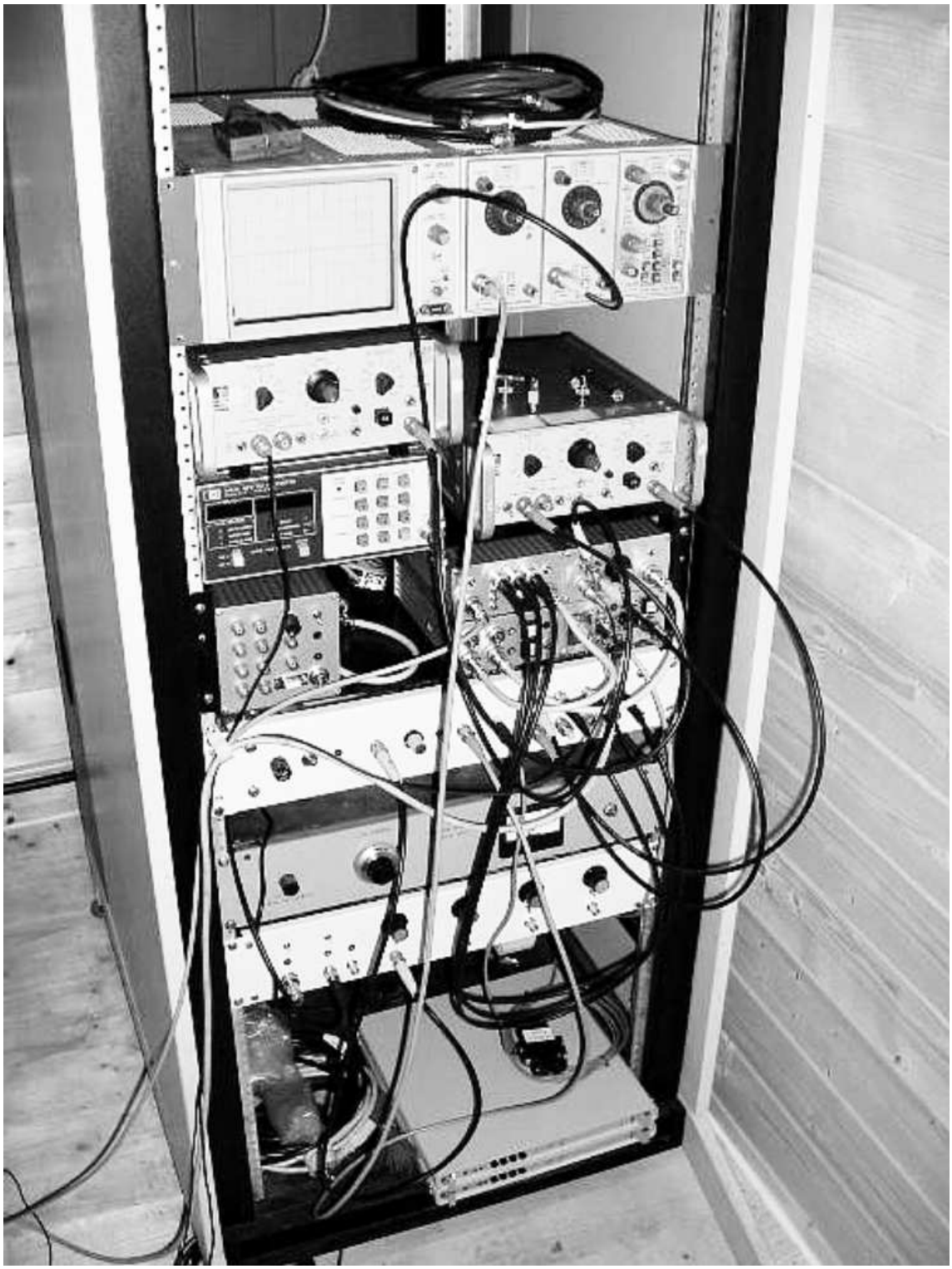


Abbildung 19.5: Die gesamte Meßelektronik

- zwei kommerzielle Princeton-Verstärker, die für Testaufbauten und Vergleichsmessungen eingesetzt werden,
- ein altes HP-Systemvoltmeter mit einer Genauigkeit von 3.5 Dezimalstellen (unter dem linken Princeton-Verstärker),
- der A/D-Wandler (noch unverbunden), das Netzteil, die Geophon- und Lehman-Seismometerverstärker, sowie die Magnetometerelektronik,
- der Prototyp des A/D-Wandlers (der hier noch voll zum Einsatz kommt – die neue, verkleinerte und verbesserte, in Abschnitt 17 beschriebene Ausführung wird als Erweiterung auf 16 analoge Kanäle eingesetzt werden) sowie
- ein Taktgeneratorsystem, das sich aus einem ofenstabilisierten Quarzgenerator (mit grauer Frontplatte) sowie einem Einschub mit einigen Teilerstufen zusammensetzt, um die Wandler zu synchronisieren.
- Ganz unten im Rack sind zwei Standleitungsmodems erkennbar, über welche die Datenübertragung des A/D-Wandlers sowie des Magnetometers zum eigentlichen Aufnahmerechner erfolgt, der im Keller des Wohnhauses steht.

Da Hütte und Haus ca. 18 Meter voneinander entfernt liegen, erfolgt die Datenübertragung nicht direkt über serielle Schnittstellen zwischen den Konvertern und dem Meßrechner, sondern über paarweise angeordnete Standleitungsmodems, um die Gefahr von Beschädigungen der Meßelektronik beziehungsweise des Rechners bei Potentialunterschieden zwischen Hütte und Haus zu verringern. Solche Modems können oft für wenige Euro bei Online-Versteigerungshäusern erworben werden. Zu achten ist hierbei lediglich darauf, daß es sich nicht um Synchronmodems handelt, daß es keine Wählmodems sind (obwohl es auch Wählmodems mit Standleitungsoption gibt) und daß Daten mit 9600 Baud übertragen werden können[3].

Die Stromversorgung der Hütte erfolgt entsprechend über eine an beiden Enden – d.h. sowohl am Übergangspunkt im Keller des Wohnhauses als auch in der Hütte selbst – durch einen Überspannungsschutz gesicherte Erdleitung. Idealerweise sollten Hütte und Meßrechner eigene, vom Rest des Hauses unabhängige Stromkreise erhalten.

[3]Eine andere Möglichkeit zur potentialgetrennten Datenübertragung besteht in der Verwendung einer Glasfaserstrecke zwischen Meßhütte und Auswertungsrechner.

Kapitel 20

Ausblick

Alle in den vorangegangenen Abschnitten des Buches vorgestellten Meßgeräte und Schaltungen wurden in der Zeit von 2000 bis 2004 vom Autor entwickelt, getestet und befinden sich zum größten Teil seit ihrer Fertigstellung in Betrieb. Hierbei sind naturgemäß immer wieder kleine und größere Schwierigkeiten aufgetreten, die durch ein besseres Design, passendere Bauteileauswahl oder andere Maßnahmen zu beheben waren. Wo immer grundlegende Änderungen notwendig waren, flossen sie in den vorliegenden Text und die Abbildungen ein.

Beim Bau der Geräte wird man oft an Punkte stoßen, bei denen Abweichungen von den hier gegebenen Vorschlägen notwendig sind – sei es, daß gewisse Bauelemente gerade nicht verfügbar sein, sei es, daß besondere Randbedingungen Berücksichtigung finden müssen, etc. In allen Fällen sind stets Abwandlungen und Eigenentwicklungen möglich, die in ihren Resultaten sicherlich oftmals über die Möglichkeiten der ursprünglich vorgeschlagenen Geräte hinausgehen. Allein hinsichtlich der Aufhängung des Pendels eines Lehman-Seismometers ist beispielsweise eine Vielzahl verschiedener Ansätze möglich, die alle ihre Vor- und Nachteile besitzen und einen Versuch sicherlich wert sind.

Insofern versteht sich das gesamte Buch weniger als Sammlung fertiger Konstruktionen, sondern vielmehr als Anregung zu eigenen Experimenten und eigenen Konstruktionen. Viel Spaß bei der Entwicklung eigener Geräte und viel Freude beim Betrachten und Analysieren der selbst gemessenen Seismogramme sei allen Lesern gewünscht.

Anhang A

Kapazitiver Positionssensor mit AD598

Die Gewinnung eines Positionssignales aus einer kapazitiven Halbbrücke, wie sie beispielsweise in dem in Abschnitt 11 beschriebenen Shackleford-Gundersen-Seismometer zum Einsatz kommt, ist keine ganz einfache Aufgabe, da vor allem die beiden Empfängerstufen einen verhältnismäßig hohen Aufwand nach sich ziehen, um ein stabiles Ausgangssignal zu erhalten. Professionelle Geräte verwenden überdies häufig synchron zum Sender laufenden Demodulatoren, die elektronische Schalter benötigen, etc.

Ein Baustein, der alle nötigen Funktionseinheiten umfaßt, die zur Ansteuerung einer kapazitiven Meßbrücke (beziehungsweise ursprünglich eines LVDT) erforderlich sind, liegt mit dem AD598 von Analog Devices vor. Eine vollständige Schaltung zur Generierung eines hochgenauen und extrem störunempfindlichen und driftfreien Positionssignales ist in Abbildung A.1 dargestellt – außer einigen wenigen externen Bauelementen, mit denen neben der Erregerfrequenz, mit welcher die Meßbrücke angesteuert wird, auch die Verstärkung des resultierenden Signales eingestellt wird, sind lediglich zwei Operationsverstärker zur Vorverstärkung der beiden Ausgangssignale der kapazitiven Halbbrücke notwendig.

Für die Dimensionierung der externen Bauelemente des AD598 sei auf das sehr ausführliche Datenblatt [1] verwiesen – auch findet sich dort eine Vielzahl möglicher Schaltungsvarianten für den Betrieb mit LVDTs (für welche der Baustein ursprünglich entwickelt wurde).

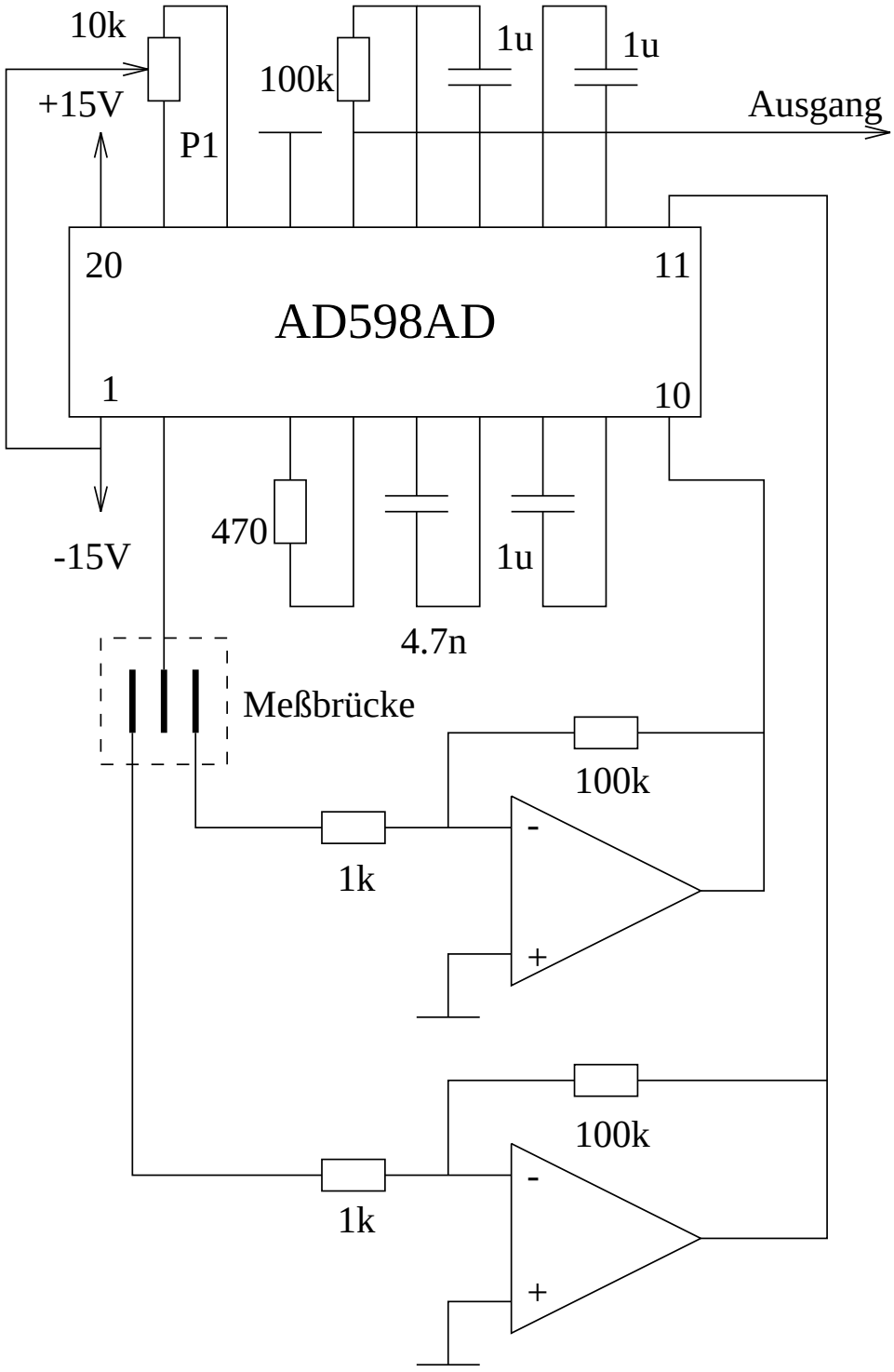


Abbildung A.1: Schaltung eines hochgenauen kapazitiven Positionssensors mit dem Spezialbaustein AD598

Anhang B

Bezugsquellen

Die folgenden Abschnitte geben zu einigen der verwendeten Baumaterialien und -elemente Bezugsquellen an, die während der Entstehung der beschriebenen Geräte genutzt wurden. Natürlich kann nicht garantiert werden, daß alle Lieferinformationen unbeschränkt gültig sind – zum Zeitpunkt der Erstellung waren alle aufgelisteten Teile verfüg- und lieferbar. Im Zweifelsfall hilft eine Suche im Internet sicherlich in der Mehrzahl der Fälle weiter.

B.1 Quellen für Geophone

Der Preis von Geophonen hängt in erster Linie von der Eigenfrequenz des jeweiligen Instrumentes ab, wobei er im allgemeinen mit sinkender Eigenfrequenz steigt. So sind beispielsweise Geophone mit einer Eigenfrequenz von 4.5Hz für einige 10 Euro erhältlich, während ein Instrument mit einer Eigenfrequenz von 1Hz in der Größenordnung von ca. 1000 Euro zu liegen kommt.

Mitunter hat man das Glück, gebrauchte Geophone erwerben zu können – eine gute, erste Anlaufstelle hierfür ist Larry Cochrane[1], er bietet, so lange sein Vorrat reicht, sowohl verhältnismäßig billige Kleingeophone mit einer Eigenfrequenz von 4.5Hz (sowohl als Einzelinstrument als auch als Dreiachsengeophon montiert) als auch hochwertige Geophone mit einer Eigenfrequenz von 1Hz an.

Weiterhin besteht manchmal die Möglichkeit, gebrauchte Geophone (und andere Instrumente) von der Firma *Exploration Instruments LLC* erwerben zu können – ein 1Hz Geophon ist hier unter Umständen für ca.

[1] `http://psn.quake.net/geophone/index.html`

350 USD zu erhalten (zuzüglich Porto und Verpackung). Allerdings muß man das Glück haben, daß zum Zeitpunkt der Anfrage auch Gebrauchtinstrumente aus entsprechenden Projekten vorhanden sind.

B.2 Seltenerdmagnete

Die einfachste Möglichkeit, ausgesprochen starke und in ihren Abmessungen kleine Seltenerdmagnete zu erhalten, besteht im Ausschlachten alter Festplattenlaufwerke, wie sie sich bei vielen Schrotthändlern beziehungsweise Verwertungsgesellschaften finden und für wenige Cent oder Euro erwerben lassen.

Gut für den Bau eines Lehman-Seismometers geeignet sind beispielsweise Magnete, wie sie sich in 3.5-Zoll Festplattenlaufwerken für die Kopfmotormechanik finden. Meist handelt es sich hierbei um Flachmagnete, die auf Metallträgerbleche aufgeklebt sind. Da die Magnete an sich ausgesprochen starr und hart sind, kann die Verklebung leicht durch Ver- beziehungsweise Abbiegen der Trägerplatte gelöst werden, wobei lediglich darauf zu achten ist, daß der solchermaßen gelöste Magnet keinen Stürzen oder Schlägen ausgesetzt wird, um seine Leistungsfähigkeit nicht zu beeinträchtigen.

Gebrauchte Seltenerdmagnete sowie weitere Einzelteile rund um magnetische Experimente können beispielsweise über Wondermagnet[2] erworben werden. Hier findet unter anderem sich auch eine Reihe interessanter Experimentiervorschläge, etc.

Zylindrische Seltenerdmagnete können unter anderem bei Farnell[3] erworben werden – solche Magnete sind vor allem für Konstruktionen, bei denen ein an einer Pendelspitze befestigter Magnet in eine Spule eintaucht, ausgesprochen praktisch.

Auch Conrad-Elektronik[4] bietet hierfür gut verwendbare, pillenförmige Magnete mit einem Durchmesser von 8mm und einer Höhe von 3mm an, die eine Flußdichte von ca. 1.25T aufweisen und aufgrund ihrer Abmessungen gut zu höheren Magnetstapeln zusammengefügt werden können.

Unter `http://www.eskimo.com/~billb/neodemo.txt` beziehungsweise `http://amasci.com/neodemo.html` finden sich eine Reihe interessanter Informationen und Experimente rund um Seltenerdmagnete, die zu eigenen Versuchen anregen, während wirkliche Spezialmagnete beispielsweise bei `http://www.magnetsales.com` zu finden sind.

[2] `http://www.wondermagnet.com/dev/main.shtml`
[3] `http://www.farnell.com/germany/index.html`
[4] `http://www.conrad.de`

B.3 FGM-x-Fluxgate-Sensoren

Speake & Co Llanfapley
6, Firs Rouad
Llanfaplay, Abergaenny, Monmouthshire
NP7 8SL
United Kingdom
Tel/Fax: 01600 780150
Mail: speake@elvicta.fsnet.co.uk

Der Bezug von Sensoren der Firma Speake & Co. läuft ausgesprochen reibungslos, unterliegt allerdings der Einschränkung, daß die Bezahlung vergleichsweise kompliziert ist, da die Gebühren bei Überweisungen nach Großbritannien immens sind. Aus diesem Grunde scheiden leider auch Schecks aus, sofern sie nicht von einer englischen Bank ausgestellt wurden, so daß in der Mehrzahl der Fälle vermutlich eine Barzahlung in britischen Pfunden gewählt wird (laut Mr. Speake wurden in einem Fall für die Einlösung eines Schecks einer nichtbritischen Bank Gebühren von £15 fällig!).

Mit allen Nebenkosten, d.h. Porto, Verpackung und Mehrwertsteuer waren für einen Sensor des Typs FGM-3h zum Zeitpunkt dieser Niederschrift insgesamt £25.76 zu veranschlagen.

B.4 LVDTs

Zwei Firmen, die LVDTs herstellen, die für Selbstbauprojekte (nicht nur in Zusammenhang mit dem integrierten Schaltkreis AD598[5]) sind beispielsweise Collins Technologies, http://www.lvdtcollins.com und RDP Electronics Ltd., http://www.rdpe.com.

B.5 Gehäuse, Buchsen und Steckverbinder

Für die vorgestellten Schaltungen wurden Aluminium Kühlrippengehäuse verwendet, die beispielsweise bei Conrad-Elektronik unter den Artikelnummern 522970-15 (großes Gehäuse, wie es für den in Abschnitt 17 vorgestellten AD-Wandler eingesetzt wurde) beziehungsweise 522945-14 (kleines Gehäuse für Verstärker, etc.) bezogen werden können. Die Preise betragen

[5] Siehe [1].

(wieder zum Zeitpunkt der Erstellung dieses Buches) 18.65 Euro beziehungsweise 13.27 Euro.

Die für den Anschluß der einzelnen Einheiten an die Stromversorgungseinheit sowie den Anschluß mehrkanaliger Aufnehmer wie Dreiachsengeophone, etc. verwendeten Mikrophonstecker sind beispielsweise über die Firma „Kessler electronic“[6] über die Produktgruppe F46 erhältlich. Das Sortiment umfaßt hier neben Einbausteckern und -kupplungen auch kabelmontierbare Stecker, so daß auch einfach qualitativ hochwertige Verlängerungen für Meßaufnehmer gebaut werden können.

B.6 Programme und Korrekturen

Die vorgestellten Programme, sowie eventuelle Korrekturen, Ergänzungen oder Verbesserungsvorschläge können neben einigen exemplarischen Rohdaten- und Wave-Files auf folgender Webseite heruntergeladen beziehungsweise eingesehen werden:
`http://www.vaxman.de/publications/seismo/seismo.html`

[6] `http://www.kessler-electronic.de`

Literaturverzeichnis

[1] Analog Devices, „AD598 – LVDT Signal Conditioner“, REV. A.

[2] Analog Devices, „SSM2164 – Low Cost Quad Voltage Controlled Amplifier“, REV. 0.

[3] Heinz Bader, „Operationsverstärker – Grundlagen und Anwendungen“, Karamanolis Verlag, 1985.

[4] Carl Barks, „ONKEL DAGOBERT“, *Barks Library*, Band 10, 1. Auflage, Egmont Ehapa Verlag GmbH, Stuttgart, 1999.

[5] Ralf Bauer, „Frequenzen wegrechnen – Digitale Filter: Grundlagen und ihre Berechnung“, c't 12/1987, S.92...100 und c't 1/1988, S.148...156.

[6] Larry K. Baxter, „Capacitive Sensors, Design and Applications“, IEEE Press, 1997.

[7] Bruce A. Bolt, „ERDBEBEN – Schlüssel zur Geodynamik“, Spektrum Akademischer Verlag Heidelberg, Berlin, Oxford.

[8] Bruce A. Bolt, „Nuclear Explosions and Earthquakes – The Parted Veil“, W. H. Freeman and Company, 1976.

[9] „Das Erdbeben und die deutsche Aufklärung“, `http://www.tobias-bott.de`.

[10] „ADS7807 – Low-Power 16-Bit Sampling CMOS ANALOG-to-DIGITAL CONVERTER“, Burr Brown Corporation (TI), *Mixed Signal Products*, 1996/1997.

[11] James Dewey, Perry Byerly, „The Early History of Seismometry (to 1900)“, in *Bulletin of the Seismological Society of America*, Vol. 59, No. 1, Feb. 1969, S.183...227. Siehe auch `http://neic.usgs.gov/neis/seismology/history_seis.html`.

[12] Dreyer, „Festigkeitslehre und Elastizitätslehre“, Verlag von Ernst Klett, Stuttgart, 1948.

[13] „MEMS-basierende Leichtgewichte“, Elektronik 25/2003, S. 24.

[14] Patrick H. Garrett, „Analog I/O Design – acquisition: conversion: recovery“, Reston Publishing Company, Inc., 1981.

[15] `http://www.gfz-potsdam.de/pb2/pb21/Kurs/bilder/photo16.html`

[16] Eduar Heilmayr, „Digital-Analog-Wandler: Aufbau, Funktion und Eigenschaften“, in *AD-DA-Wandler – Bausteine der Datenerfassung*, Markt & Technik Verlag, 1982, S.11...17.

[17] Eduar Heilmayr, „Abtast- und Halteverstärker: schnell und präzise“, in *AD-DA-Wandler – Bausteine der Datenerfassung*, Markt & Technik Verlag, 1982, S.56...61.

[18] Paul Horowitz, Winfield Hill, „Die Hohe Schule der Elektronik“, Elektor-Verlag GmbH, 1996.

[19] James Karki, „Analysis of the Sallen-Key Architecture“, Application Report, Texas Instruments, July 1999, SLOA024A.

[20] B. L. N. Kennett, „The Seismic Wavefield, Volume I: Introduction and Theoretical Development“, Cambridge University Press, 2001.

[21] Thorne Lay, Terry C. Wallace, „Modern Global Seismology“, Academic Press, 1995.

[22] Gottfried Wilhelm Leibniz, „Monadologie“, Universal-Bibliothek Nr. 7853, Reclam, 1986.

[23] Lennartz Electronic GmbH, „LE-xD Geophone Family“, Document Number: 990-0003.

[24] Virtual Museum by Sharon Locatelli, `http://www.sdcoe.k12.ca.us/score/chinin/chininsg3.htm`.

[25] Hermann Lühr, Volker Haak, *Das Magnetfeld der Erde*, in „Physikalische Blätter“, 56 (2000), Nr. 10.

[26] „Manual of Seismological Observatory Practice“, `http://www.seismo.com/msop/msop_intro.html`

[27] MAXIM, „MAX280 – 5th Order, Zero DC Error, Lowpass Filter“, 19-0873, Rev. 3, 8/95.

[28] MAXIM, „MAX430 – ±15V Chopper-Stabilized Operational Amplifier“, 19-0904, Rev. 2, 8/98.

[29] R. McQuillin, M. Bacon, W. Barclay, „An Introduction to Seismic Interpretation“, Graham & Trotman Limited, 1984.

[30] „M68HC11 Reference Manual“, Motorola, order id: M68HC11RM/AD, Rev. 3.0.

[31] Carsten Oppitz, „Aktive Filter in der Praxis“, in *Elektronik*, Heft 9, 4. Mai 2004, S. 70...72.

[32] Precision Measurement Devices, „Electrochemical (Molecular Electronic Transfer) Motion Sensor Transducers“, `http://pmdsci.home.att.net`.

[33] William H. Press, Brian P. Flannery, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, „Numerical Recepies in Pascal“, Cambridge University Press, 1990.

[34] Alexander Rädle, „Heute Abend 'bebt' die Oberpfalz“, in *Fürther Nachrichten*, Nummer 127, Mittowch, 4. Juni 2003, Seite 3.

[35] K.-H. Rädler, E. Apstein, M. Rheinhardt, M. Schüler, „The Karlsruhe Dynamo Experiment – a Mean-Field Approach“, in *Studia geoph. et geod.*, 42 (1998), 1-9.

[36] Wolfgang Reinhold, Thomas Wurlitzer, „Sigma-Delta-ADC in Software“, in *Design&Elektronik*, 10/98.

[37] Dr. W. Rienecker, „Elektrothermische Filternetzwerke – Eine neue Anwendung für integrierte Halbleitertechniken“, *Funkschau*, 4. September 1981, Nr. 18, S.90ff.

[38] Gerhard Rösch, „Prinzipien der Analog-Digital-Wandlung“, in *AD-DA-Wandler – Bausteine der Datenerfassung*, Markt & Technik Verlag, 1982, S.18...27.

[39] Götz Schneider, „Erdbeben; Entstehung – Ausbreitung – Wirkung“, Ferdinand Enke Verlag Stuttgart, 1975.

[40] Ruth B. Simon, „Earthquake Interpretations, A Manual For Reading Seismograms“, William Kaufmann, Inc., Los Altos, California, 1981.

[41] W. I. Smirnov, „Lehrgang der höheren Mathematik“, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1964.

[42] Jon M. Smith, „Scientific Analysis on the Pocket Calculator“, John Wiley & Sons, Second Edition, 1977.

[43] Speake & Co Llanfapley, „FGM-series Magnetic Field Sensors, Application Notes, General Application Techniques“.

[44] R. Stieglitz, U. Müller, „Kann man das Erdmagnetfeld im Labor simulieren?“, Forschungszentrum Karlsruhe, Technik und Umwelt, Wissenschaftliche Berichte, FZKA 6223, 1999.

[45] C. S. Stong, „Electronic strategems are the key to making a sensitive seismometer“, in *Scientific American*, September 1975. Siehe `http://psn.quake.net/sgsenstxt.html`.

[46] Peter Stuhlmüller, „Der ADS-Report 2004“, in *Elektronik*, Heft 9, 4. Mai 2004, S. 62. . . 69.

[47] Texas Instruments, „The TTL Data Book, Volume 1“, 1993.

[48] Heinrich Tietze, „Gelöste und ungelöste mathematische Probleme aus alter und neuer Zeit“, Biederstein Verlag München, 1949.

[49] H. J. van Veen, „a laser strain seismometer“, Henkes-Holland N.V. – Haarlem, 1970.

[50] Voltaire, „Candide oder der Optimismus“, insel Taschenbuch, erste Auflage 1972.

[51] Jearl Walker, „Experiment des Monats – Seismographen“, *Spektrum der Wissenschaft*, September 1979, S.59. . . 63.

[52] Konrad Zuse, „Der Computer – Mein Lebenswerk“, 2. Auflage, Springer-Verlag, 1986.

Index

A, 59
A_0, 59
B, 209, 211, 240
E, 62
H, 214, 240
M_0, 63
M_l, 59
M_s, 60
T, 55
T_v, 73
U_{ind}, 82
Δ, 51, 94
μ_0, 240
μ_r, 240
ϕ, 62
ρ, 35
θ, 62
a_k, 67
b_k, 67
c, 75
f_a, 94
f_e, 75
f_g, 96
f_s, 94
h_0, 55
m_b, 61
v_p, 38
v_s, 38
Ørsted, Hans Christian, 206

Abtastfrequenz, 94
    und Filterordnung, 109
    Wahl der, 107
Abtastintervall, 94
Abtasttheorem, 95
AD-Wandler
    Delta-Sigma-Wandler, 114
    Dual-Slope, 110
    Flash-Wandler, 116
    Selbstbau, 241
        Abgleich, 252
        Aufbau, 250
        Datenerfassung, 260
        Schaltung, 243
        Steuerprogramm, 255
    Sukzessive Approximation, 111
    Systemaufbau, 119
AD-Wandlerprinzipien, 109
AD598, 305
ADS7807, 247
Aktive Dämpfung, 77
Aliasing, 94
Analog-Digital-Wandlerprinzipien, 109
Analog-Digital-Wandlung, 93
Archimedischer Punkt, 65
Aristoteles, 9
Asthenosphäre, 20
Ausbreitungsgeschwindigkeit, 12
Außenfeld, 209

Bezugsquellen, 307
Bitstream, 115

Breitbandseismometer, 18
Bruch, 21

c, 44
Cavalleri, 13
Cecchi, 13
Corioliskraft, 207
Curie-Punkt, 207

Dämpfung, 76
    aktive, 77, 157, 167
    negativer Widerstand, 83, 185
    Öl-, 76, 132
    passive, 76
    viskose, 15
    von Geophonen, 184
    Wirbelstrom-, 77, 131
Dämpfungskoeffizient, 75
Dämpfungswiderstand, 82
Datenerfassung, 265
    Fileformat, 265
dB, 58
De Magnete, 205
Dehnungsmeßinstrumente, 14, 65, 80
Dezibel, 58
Dichte, 35
Digitale Filter, 266
Dreischalenmodell, 46

Eigenfrequenz, 72
Einsturzbeben, 24
Elastic rebound theory, 21
Elastisches Zurückschnellen, 21
Elastizitätsmodul, 35
Energie
    freigesetzte, 62
Epizentralentfernung, 51
    Bereiche, 51
    Schätzung der, 52
Epizentrum, 51
Erdbeben
    Stärke von, 55
Erde
    Magnetfeld der, 205
    Struktur, 44
Erdkern, 46
    innerer, 47
Erdmagnetfeld, 205
    Geschichte, 205
    Ursachen, 207
Erdrutsch, 24
Ewing, Sir James Alfred, 13

Federseismometer, 74
Fehlanpassung, 40
Feldkonstante
    magnetische, 240
Feldstärke
    magnetische, 240
FFT-Filter, 267
    Beispiel, 269
FGM-3h, 216
    Bezugsquelle, 309
Fielding, Harry, 21
Fileformat, 265
Filter, 96
    -kennlinie, 99
    aktive, 97
    Butterworth-, 100
    die Erde als Tiefpaß-, 49
    digitale, 266
    elektrothermische, 106
    FFT-, 267
        Beispiel, 269
    FIR-, 269
    Grenzfrequenz, 96
    Grundschaltungen, 96
    Hochpaß-, 96
    IIR-, 271
    Ordnung, 97, 100

passive, 97
Sallen-Key, 98
Dimensionierung, 99
Steilheit, 97
Switched-Capacitor-, 103
Tiefpaß-, 95, 96
10 Hz, 140
Tschebyscheff-, 100
Finite Impulse Response, 269
FIR-Filter, 269
Flußdichte
magnetische, 211, 240
Fluxgate-Magnetometer, 213
Förster, Dr. Friedrich, 213
Förstersonde, 213
Forbes, James, 11
Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 12
Fourier
-Analyse, 68
-Synthese, 66
-analyse, 267
-synthese, 267
Fourier, Jean Baptiste Joseph, 66
Funktion
periodische, 66

Galitzin, Boris Borisovitch, 15
Gauss
Einheit, 209
Gauss, Carl Friedrich, 206
Geodynamo, 207
Geophone, 183
Bezugsquellen, 307
Dämpfung, 184
negativer Widerstand, 185
Dreiachsen-, 185
Dreikanalverstärker, 189
Abgleich, 196
Aufbau, 196
Schaltung, 190
Funktionsprinzip, 183
Verstärker mit negativer Impedanz, 199
Abgleich, 201
Aufbau, 201
Meßbeispiel, 203
Schaltung, 199
Gilbert, William, 205
Grenzfrequenz, 96
Gundersen, Jim, 155
Gutenberg, Beno, 28

Halbbrücke
kapazitive, 87
Hallaufnehmer, 89
Herdtiefe, 24, 51, 55
Hooke, Robert, 35
Hookesches Gesetz, 35
Horizontalpendel, 13
Hyperbelgleichung, 41

i, 44
I, 45
IIR-Filter, 271
Impaktereignisse, 24
Impedanz
akustische, 40
infinite Impulse Response, 271
Inklination, 206
Innenfeld, 208
Intensität, 55
Interzeptzeit, 41
Ionosphäre, 209

J, 45

K, 44
Kalibrationspuls, 170
Kapazitive Aufnehmer, 86
Kompressionsmodul, 36
Kompressionswellen, 31

Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 37
Kontinentalplatten, 21
Konvektionsströmungen, 20

Larmorfrequenz, 212
Laufzeitdiagramm, 51
Lehman, James, D., 121
Lehman-Seismometer, 121
Aufstellung und Betrieb, 135
Konstruktion, 125
Lehmann, Inge, 46
Linear Variable Displacement Transducer, 84
Lissabon
Erdbeben von 1755, 9
Lithosphäre, 20
Lorenzkraft, 90
Lotzeit, 41
Love, Augustus Edward Hough, 33
Lovewellen, 33
LVDT, 84
Bezugsquellen, 309
Grundschaltung, 85

magnetische Feldkonstante, 240
magnetische Feldstärke, 240
magnetische Flußdichte, 211, 240
Magnetometer, 211
Aufstellung, 296
Fluxgate-, 213
NMR-, 212
prinzipien, 211
Protonenpräzessions-, 212
Selbstbau, 216
Datenbeispiel, 238
Datenerfassung, 237
Schaltung, 218
Sensor, 224
Steuerprogramm, 229
Magnetosphäre, 209
Magnitude, 55
Oberflächenwellen-, 60
Raumwellen-, 61
Richter-, 59
Magnitudengleichung
allgemeine, 61
Mallet, Robert, 12
MEMS, 184
Mercalli-Skala, 55
Meßdaten
Darstellung, 272
Meßstation
Aufbau, 293
Aufstellung der Instrumente, 293
Beispiel, 298
Hütte, 298
Magnetometeraufstellung, 296
Ortsauswahl, 297
MET-Transducer, 91
Meteoriten, 25
Mikro-Elektromech.-Systeme, 184
Mikroseismik, 25
Industrie und Verkehr, 27
Milne, John, 14
Mittelozeanische Rücken, 20, 207
Molecular Electronic Transfer Transducer, 91
Moment
seismisches, 62

Negative Impedance Converter, 199
negativer Widerstand, 185
negativer Widerstand, 83
Netzteil, 145
NIC, 199
NMR-Magnetometer, 212
Nukleartests

oberirdische, 28
unterirdische, 28
Nyquist-Frequenz, 95

Oberflächenwellen, 33
Oberflächenwellenmagnitude, 60
Öldämpfung, 76
Optische Aufnehmer, 88
Ortsbestimmung, 50
Oversampling, 115

p, 44
P, 44
P-Wellen, 31
Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 37
Palmieri, Luigi, 12
Passive Dämpfung, 76
Pendel
Eigenfrequenz eines, 72
Horizontal-
Neigung, 125
Periode, 124
invertiertes, 11, 15
Vertikal-, 73
Periode, 123
Pendelseismometer, 65, 71
Permeabilität
Vakuum, 240
Piezoelektrische Aufnehmer, 91
Poisson, Siméon Denis, 31
Positionssensor
kapazitiver, 305
Primärwellen, 31
Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 37
Protonenpräzessionsmagnetometer, 212

Q-Wellen, 33
quake2wav, 287
Quantisierungsrauschen, 115

Raumwellen, 31
Raumwellenmagnitude, 61
Rayleigh, John William Strutt, 34
Rayleighwellen, 33
Rebeur-Paschwitz, 14
Reflektorschicht, 41
Reflexion, 39
Refraktion, 39
Richter, Charles, 58
Richter-Skala, 57
Richtermagnitude, 59

s, 44
S, 44
S-Wellen, 31
Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 38
Sallen-Key-Filter, 98
Sample and Hold, 117
Saturationskernsonde, 213
Schattenzonen, 47
Schermodul, 37
Scherwellen, 31
Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 38
Sea-Floor-Spreading, 20
Seismische Ereignisse
Intensität, 55
Seismische Wellen
Lovewellen, 33
Seismische Ereignisse
durch Bergbau und Staubecken, 28
durch Explosionen, 28
Entstehung, 19
Klang, 286
quake2wav, 287
künstliche Ursachen, 27

Magnitude, 55
natürliche Ursachen, 20
Ortsbestimmung, 50
Stärke von, 55
Seismische Wellen, 31
Ausbreitungsgeschwindigkeit, 12
Bezeichnungen, 44
Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 12, 35
Beispiel, 38
Messung, 65
Oberflächenwellen, 33
Primärwellen, 31
Q-Wellen, 33
Raumwellen, 31
Rayleightwellen, 33
Sekundärwellen, 31
Wege durch die Erde, 42
Seismometer
-gehäuse, 294
Bandbreite, 78
Breitband, 18
Breitband-, 79
Feder-, 74
kurzperiodische, 78
langperiodische, 78
Lehman, 121
mit Rückführung, 79
Pendel-, 65, 71
Periode, 78
Shackleford-Gundersen, 155
Abgleich, 178
Aktive Dämpfung, 167
Aufbau, 174
Kalibrationspuls, 170
Konstruktion, 158
Vertikal-, 149
Aufbau, 150
Seismoskop
chinesisches, 7
Palimieri, 12
Sekundärwellen, 31
Fortpflanzungsgeschwindigkeit, 38
Seltenerdmagnete
Bezugsquellen, 308
Lehman-Seismometer, 134
SFS, 20
Shackleford, Barry, 155
Shackleford-Gundersen-Seism., 155
Abgleich, 178
Aktive Dämpfung, 167
Aufbau, 174
Kalibrationspuls, 170
Konstruktion, 158
Signalverfälschung, 70
Skala
logarithmische, 58
Sonnenwind, 209
Spannungsbruch, 22
Spiegelgalvanometer, 16
Staircase-Verfahren, 110
stk, 272
Bedienung, 275
Konfiguration, 279
Konfigurationsfile, 284
Systemvoraussetzungen, 273
Übersetzen von, 274
Störungszone, 23
Strainmeter, 14, 65, 80
Laser-, 81
Stromversorgungseinheit, 145
Aufbau, 146
Schaltung, 145
Subduktionszonen, 20
Suszeptibilität, 214

T, 209
Tektonische Beben, 20
Tesla, 209

Tiefbeben, 24
Torsionspendel, 13

Überabtastung, 115
UTC, 50

Vakuumpermeabilität, 240
VCA, 192
Verstärker
    für induktive Aufnehmer, 137
        Abgleich, 144
        Aufbau, 142
        Schaltung, 138
    negative Eingangsimpedanz, 199
        Abgleich, 201
        Aufbau, 201
        Meßbeispiel, 203
        Schaltung, 199
Vertikalpendel, 73
Vertikalseismometer, 149
    Aufbau, 150
Voltage Controlled Amplifier, 192
Vulkanische Beben, 24

Wandler
    -prinzipien, 109
    Analog-Digital-, 93
    elektrodynamischer, 82
    Hall-, 89
    induktiver, 15, 132
    kapazitive, 86, 156
    LVDT, 84
    Meß-, 81
    MET-, 91
    optische, 88
    piezoelektrische, 91
WAV-Files
    Aufbau, 286
Weber, Wilhelm, 206
Wiechert, 15
Wirbelstromdämpfung, 77
Wood-Anderson-Seismograph, 59
WWSSN, 79

Zöllner, 13
    Montierung, 13