

AKADEMIE DER WISSENSCHAFTEN DER DDR
Forschungsbereich Geo- und Kosmoswissenschaften
ZENTRALINSTITUT FÜR PHYSIK DER ERDE

N.

Veröffentlichungen des Zentralinstituts für Physik der Erde
Nr. 51-55

I

Der elektronische Dreikomponentenseismograph EDS 1
Theorie, Aufbau und Wirkungsweise

von

Christian Teupser
Erhard Unterreitmeier

4535

Als Manuskript gedruckt

Potsdam 1977 - 80

AKADEMIE DER WISSENSCHAFTEN DER DDR
Forschungsbereich Geo- und Kosmoswissenschaften
ZENTRALINSTITUT FÜR PHYSIK DER ERDE

Veröffentlichungen des Zentralinstituts für Physik der Erde
Nr. 51

Der elektronische Dreikomponentenseismograph EDS 1
Theorie, Aufbau und Wirkungsweise

von

Christian Teupser
Erhard Unterreitmeier

Als Manuskript gedruckt

Potsdam 1977

Vorwort

In der vorliegenden Abhandlung ist ein elektronisches Seismographensystem beschrieben, das den an moderne Stationsgeräte zu stellenden Forderungen weitgehend gerecht wird. Sie ist gleichzeitig der Abschluß einer jahrelangen zielgerichteten Entwicklung, während der, beginnend mit einem neuen Konzept, zunächst elektronische Baugruppen erprobt wurden und dann zusammen mit einer weiteren Miniaturisierung und Automatisierung auch der mechanische Empfänger aufgrund theoretischer Erkenntnisse und langer Erfahrung völlig neu konstruiert wurde. Damit wird in der traditionsreichen Entwicklung des Zentralinstituts für Physik der Erde im seismologischen Instrumentenbau eine neue Gerätegeneration eingeleitet, die nicht nur einen hohen Bedienungskomfort, gepaart mit einer breiten Variabilität der Abstimmung, bietet, sondern auch eine Fernübertragung und elektronische Verarbeitung der Meßdaten ermöglicht. Die Arbeit ist das Produkt der fruchtbaren Zusammenarbeit eines Kollektivs, in dem nicht nur Mitarbeiter des Zentralinstituts für Physik der Erde, sondern auch die anderer Institutionen der AdW der DDR, insbesondere des Zentrums für Wissenschaftlichen Gerätebau, zusammengeschlossen waren. Der weit gespannte Rahmen von den theoretischen Grundlagen über die praktische Realisierung bis zu den ausführlichen Hinweisen für die Bedienung und Anwendungsmöglichkeiten ist eine wesentliche Grundlage für den erfolgreichen Einsatz der jetzt einzusetzenden Kleinserie.

H. Stiller

Inhaltsverzeichnis

	Seite
Vorwort	3
Zusammenfassung	7
1. Einleitung	9
2. Konstruktionsprinzip des mechanischen Empfängers	11
3. Theorie des mechanischen Empfängers mit schräggestelltem Gehänge	14
3.1. Kinematik	14
3.2. Dynamik	15
3.3. Das Moment der konservativen Kräfte	16
3.4. Die Neigungswinkel der Blattfedern	18
3.5. Die Differentialgleichung des mechanischen Empfängers bei elektronischer Rückkopplung	19
3.6. Die stabilisierende Wirkung der Rückkopplung	22
3.7. Die Kompensation von Gleichgewichtsstörungen	23
4. Das Magnetsystem	26
4.1. Berechnung des Magnetsystems	26
4.2. Prüfung des Magnetsystems	27
5. Die Schraubenfeder	29
5.1. Berechnung der Schraubenfeder	29
5.2. Prüfung der Schraubenfeder	31
6. Prüfung des mechanischen Empfängers	34
6.1. Das Gehänge	34
6.2. Einflüsse auf die Eigenperiode des mechanischen Empfängers	37
6.3. Schütteltischversuche	41
7. Zur Theorie der Rückkopplung	43
7.1. Der Einfluß eines stabilisierenden Tiefpasses	43
7.2. Die Hochpässe zur Erzeugung einer verrückungsproportionalen Charakteristik	44
7.3. Der Hochpaß zur Erzeugung einer geschwindigkeitsproportionalen Charakteristik	48
8. Forderungen an die elektronische Meßwerterfassung	53

	Seite
9. Die Realisierung der elektronischen Meßwerterfassung	54
9.1. Das Prinzip der Signalwandlung	54
9.2. Der Aufbau des Wandlerbausteins	57
9.3. Linearisierung und f_{D0} -Überprüfung	62
10. Die Signalaufbereitung im EDS 1	65
10.1. Signalfluß und Filterstruktur	65
10.2. Der Aufbau der Signalfilter	67
11. Die Einrichtungen zur Parameterstabilisierung und -korrektur	73
11.1. Die integrale Rückführung	73
11.2. Die automatische Korrektur größerer Nullpunktabweichungen	78
11.3. Die Korrektur von Eigenperiode und Gleichgewichtslage durch Handbetrieb	81
12. Einweisung in die Bedienung des EDS 1	85
13. Installation und Erprobung	90
14. Die Fernübertragungsendstelle	93
15. Applikation und Ausbau des EDS-1-Systems	95
16. Beispiele von EDS-1-Registrierungen	98
Parameterübersicht	105
Formelzeichenzusammenstellung	106
Literatur	113

Zusammenfassung

Das EDS-1-System ist ein homogener Dreikomponentensatz aus drei geneigten Vertikal-seismographen, dessen Theorie ausführlich behandelt wird. Die mechanischen Empfänger haben eine seismische Masse von 800 g, eine reduzierte Pendellänge von 14 cm und eine von 5 s bis 15 s einstellbare Eigenperiode. Die Meßwertwandlung erfolgt über einen kapazitiven Geber mit Frequenzmodulation. Es werden Verschiebungen von 10 nm bis 1 mm erfaßt. Die seismischen Signale werden im Bereich von 0,2 s bis 2 s (Schmalbandbetrieb) und von 0,2 s bis 400 s (Breitbandbetrieb) ausgefiltert. Das Seismographensystem ist über eine Tiefpaß-Rückführung stabilisiert. Zur Formung der Charakteristiken können weitere Rückführungsnetzwerke vom Anwender eingebaut werden. Die Frequenzmodulation im Wandler erlaubt eine Fernübertragung der Signale.

Summary

The EDS 1 is a homogeneous triaxial seismograph system of three inclined components. Its theory is dealt with in detail. The mechanical receivers have a seismic mass of 800 g, a reduced pendulum length of 14 cm and a period adjustable from 5 to 15 s. Signal conversion is carried out by a capacitance transducer with frequency modulation. Displacements from 10 nm to 1 mm are detectable. Seismic signals are filtered out in the ranges 0.2 - 2 s (narrow-band operation) and 0.2 - 400 s (broad-band operation). Low-pass filter feedback is used for long-time stabilization of the zero position of the boom. In order to modify the transfer function the user can build in additional feedback-loops. The frequency modulation enables the telemetering of signals.

Résumé

Le système EDS 1 est un groupe homogène à trois composantes constitué de trois sismographes verticaux inclinés et dont la théorie est traitée dans le détail. Les pendules ont une masse sismique de 800 g, une longueur réduite de 14 cm et une période propre réglable de 5 à 15 s. La conversion des signaux est faite par un transducteur capacitif à modulation de fréquence. Des mouvements de 10 nm à 1 mm sont enregistrés. Les signaux sismiques sont filtrés dans les gammes de 0,2 à 2 s (service à bande étroite) et de 0,2 à 400 s (service à large bande). Le système de sismographes est stabilisé par un filtre pass-bas à réaction. Pour la formation des caractéristiques, on peut incorporer d'autres réseaux à réaction. La modulation de fréquence dans le convertisseur permet la transmission des signaux à distance.

Резюме

Система ЭДС-1 является однородным трехкомпонентным комплектом из трех наклонных вертикальных сейсмографов, теория которой подробно рассматривается. Механические приемники имеют сейсмическую массу в 800 г, длину маятника в 14 см и регулируемый от 5 до 15 секунд собственный период. Преобразование измеряемой величины производится через ёмкостный датчик с частотной модуляцией. Регистрируются сдвиги от 10 нм до 1 мм. Сейсмические сигналы выделяются в диапазонах от 0,2 до 2 секунд (ускопосный режим) и от 0,2 до 400 секунд (широкополосный режим). Сейсмографическая система стабилизирована через низкочастотное устройство обратной связи. Для формирования характеристик применитель может встраивать дальнейшие контуры обратной связи. Частотная модуляция в преобразователе позволяет передачу сигналов на расстояние.

1. Einleitung

Der wissenschaftliche Gerätebau hat in der jüngsten Vergangenheit durch den Einsatz der Elektronik starke Impulse erhalten. Neue Gerätegenerationen haben in allen Zweigen der Naturwissenschaften, der Meßtechnik und Datenverarbeitung neue Dimensionen eröffnet. Es ist daher nicht verwunderlich, daß auch bei der Entwicklung von Seismographen, die oft als Musterbeispiel für ein hochempfindliches Meßgerät angeführt werden, neue Wege beschritten wurden. Die Forderungen der Seismologie richten sich nicht mehr nur auf eine immer breitbandigere, störfreie und rauscharme Signalerfassung im Dauerbetrieb, sondern auch auf eine direkte Verbindung des Seismographen zu modernen Geräten der Informationsspeicherung und -verarbeitung.

In Fortsetzung der langjährigen Tradition der Seismographenentwicklung des Zentralinstituts für Physik der Erde und aufgrund der Erfahrungen anderer Autoren, insbesondere von SUTTON & LATHAM [17], wurde die Entwicklung eines elektronischen Seismographen in Angriff genommen [26]. Hierbei wurden vor allem neue elektronische Lösungswege erprobt, während als mechanischer Empfänger der bewährte VSJ-I [11] diente. Diese Erfahrungen und die Analyse der historischen Trends [23] ergaben bei elektronischer Datenerfassung klare Tendenzen zu einer seismischen Masse von weniger als 1 kg, zu Vergrößerungen von 10^5 bis 10^6 bei Breitbandbetrieb, zu einer Eigenperiode des mechanischen Empfängers von 10 bis 20 s, die mit Hilfe geeigneter Regelkreisfigurationen auf 100 bis 200 s zu verlängern ist, und zu geringen äußeren Abmessungen. Hieraus leiteten sich die Forderungen an ein neues, für den Betrieb an seismologischen Stationen vorgesehenes Seismographensystem ab:

1. Die translatorischen Bodenbewegungen sollen in drei orthogonalen Komponenten aufgezeichnet werden.
2. Der mechanische Empfänger soll gegen äußere Einflüsse, das sind insbesondere Druck- und Temperaturschwankungen, weitgehend stabilisiert sein.
3. Durch Fernbedienung soll die Justierung des mechanischen Empfängers, also Eigenperiode und Gleichgewichtslage, korrigiert werden sowie eine Arretierung des Gehänges erfolgen können.
4. Es soll möglichst das gesamte interessierende Spektrum seismischer Wellen von 0,1 bis ca. 300 s (10 bis 0,003 Hz) erfaßt werden.
5. Das Gerät soll kleine Abmessungen besitzen.
6. Die Ausgangssignale sollen für eine sofortige Weiterverarbeitung mit elektronischen Rechenautomaten brauchbar sein oder zumindest eine geeignete Zwischenspeicherung gestatten.
7. Die Ausgangssignale sollen zur Fernübertragung geeignet sein.

Die im folgenden gegebene Darstellung des neuen Gerätes geht von einer ausführlichen Theorie des mechanischen Empfängers und den Grundlagen für die elektronische Rückkopplung aus, behandelt detailliert die Konstruktion des mechanischen Empfängers sowie die Realisierung und den Aufbau der elektronischen Schaltungen und berichtet über die experimentelle Testung einzelner Baugruppen und des Gesamtsystems. Die hier aus vielen Blickwinkeln betrachtete Zusammenschau soll Seismographenentwicklern, Elektronikern und Anwendern ein tiefes Verständnis für die beim Seismographenbau zu lösenden Einzelprobleme geben.

Für das stets fördernde Interesse danken die Autoren insbesondere den Herren AKM Prof. Dr. H. STILLER und Prof. Dr. H. KAUTZLEBEN. Wertvolle Hinweise zu dem Problem des Entwurfs der Dreikomponentenanordnung erhielten sie durch ihren Kollegen Dr. sc. W. ULLMANN. Die Konstruktion des mechanischen Empfängers lag in den bewährten Händen von Ing. M. SCHUHMAN, der wie bei den früheren Entwicklungen schöpferisch zur Realisierung beitrug. Der Werkstatt des Institutsteiles Jena, unter der Leitung von P. PFOTENHAUER, ist für die hohe Präzision bei der Fertigung der ersten Muster zu danken. Die Miniaturisierung und der Aufbau des elektronischen Teiles wurden im Zentrum für Wissenschaftlichen Gerätebau (ZWG) der AdW durchgeführt. Diese auch von der Leitung des ZWG stets geförderte erfolgreiche Kooperation ist besonders Herrn Ing. H. BUDER zu danken, der durch eine ideenreiche und subtile Detailarbeit die erfolgreiche Fertigstellung der elektronischen Einheiten besorgte. Bei der Festlegung der Filterparameter und mancher Einzelfragen waren Diskussionen mit Dr.-Ing. A. PLEŠINGER, Prag, hilfreich. Die Testung des mechanischen Empfängers hat in dankenswerter Weise unser Kollege Dr. G. GENSCHEL übernommen, der bei Einzelproblemen von Ing. M. BRUNNER unterstützt wurde. Für die gute Kooperation bei der Entwicklung der Federn haben die Autoren schließlich Herrn Dr.-Ing. H. STEPHANI vom Zentralinstitut für Festkörperphysik und Werkstofforschung der AdW, Dresden, zu danken. Die Druckvorlage wurde von Fräulein Ch. DIETL geschrieben, wozu Frau I. ADLER und Frau Ch. MODEL die Zeichnungen anfertigten. Ihnen und Herrn Dipl.-Phil. K. HASERT, der sorgfältig Korrektur las, sei ebenfalls vielmals gedankt.

2. Konstruktionsprinzip des mechanischen Empfängers

Bei den meisten Seismographensystemen erfolgt die Zerlegung der Bodenbewegung in zwei horizontale und eine vertikale Komponente. Da in der vertikalen die Schwerkraft wirkt, müssen unterschiedliche mechanische Empfänger gebaut werden. Ohne spezielle Konstruktionen zu untersuchen, ergibt bereits die allgemeine Theorie, daß im Gegensatz zum Vertikalseismographen die Gleichgewichtslage eines Horizontalseismographen gegenüber Neigungen des Gestells empfindlich ist [18]. Vertikalseismographen, die eine Schraubenfederaufhängung besitzen, zeigen dagegen eine weit größere Abhängigkeit der Gleichgewichtslage von der Temperatur als Horizontalseismographen. Unterschiede in der Konstruktion der mechanischen Empfänger und ihrer Empfindlichkeit gegenüber Neigungen bedingen selbstverständlich verschiedene Anordnungen zur Korrektur von Gleichgewichtslage und Eigenperiode. Damit werden für die geforderte Fernbedienung getrennte Entwicklungen notwendig. Tiefgehende theoretische Untersuchungen [22] geben weitere Gründe, für die Registrierung von drei Komponenten eine Lösung zu suchen, die völlig gleiche mechanische Empfänger zuläßt. Eine solche ist bereits bekannt [7, 12], wird aber nur selten angewandt. Es wird die Bodenbewegung in drei Richtungen zerlegt, die mit den Kanten eines Würfels übereinstimmen, dessen Diagonale mit der Vertikalen zusammenfällt (Abb. 1). Alle drei Komponenten bilden mit der Vertikalen den Winkel $\varepsilon = 54,7^\circ$, da

$$(1) \quad \cos \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

ist. Sie unterscheiden sich im Azimut um 120° .

Da in diesen Richtungen die Schwerkraft wirkt, wird die Konstruktion der eines Vertikalseismographen ähnlich sein müssen. Die Forderung 4 in Kap. 1 bedingt ein langperiodisches Gerät, wenn auch durch elektronische Hilfsmittel der Periodenbereich erweitert werden kann. Es zeigt sich, daß das bewährte Prinzip der Schraubenfederaufhängung nach LACOSTE recht gut zur Messung einer gegen die Vertikale geneigten Komponente verwendet werden kann.

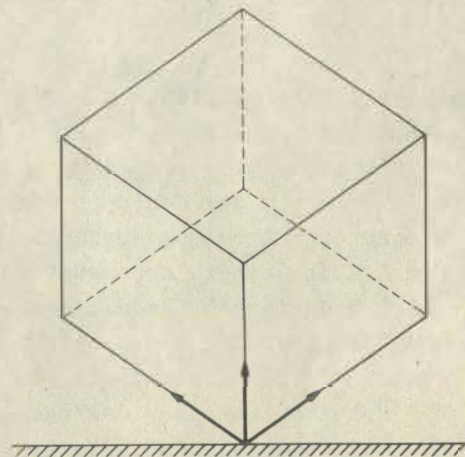


Abb. 1 Komponentenzersetzung

Der neue mechanische Empfänger besteht wie der in [11] beschriebene Vertikalseismograph aus einem fest mit dem Untergrund verbundenen Gestell und einem um eine horizontale Achse drehbaren Gehänge. Die Bindung des Gehänges an das Gestell erfolgt in der Drehachse durch ein nur auf Zug beanspruchtes Blattfederpaar. Durch eine Schraubenfeder ist das Gehänge soweit angehoben, daß sein Massenmittelpunkt P' in einer Ebene liegt, die die Drehachse enthält und die mit der ebenfalls die Drehachse enthaltenden horizontalen Ebene den Winkel ε bildet. Durch eine möglichst symmetrische Konstruktion wird angestrebt, daß P' , der gehängefeste Federangriffspunkt R und der gestellfeste A in einer vertikalen Ebene liegen. Diese Symmetrieebene schneidet die Drehachse im Punkt Y^* (Abb. 2). Die Bewegungsrichtung von P' ist dann um den Winkel ε gegen die Vertikale geneigt. Wie weiter unten exakt gezeigt wird, ist der mechanische Empfänger in dieser Richtung maximal gegenüber Bodenbewegungen empfindlich. Am Gehänge ist ferner eine Tauchspule befestigt, die in ein gestellfestes Magnetsystem taucht. Es wird angenommen, daß die elektromagnetischen Kräfte in Punkt N^* angreifen. Diese Anordnung dient einmal zur Dämpfung des mechanischen Empfängers und zum anderen zur Zuführung des Rückkopplungsstromes sowie des Eichimpulses.

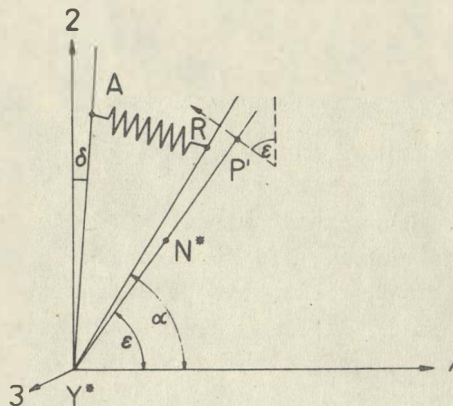


Abb. 2 Seismograph mit schräggestelltem Gehänge

Die wichtigsten Parameter des mechanischen Empfängers wurden nach den folgenden Gesichtspunkten festgelegt. Die Eigenperiode ohne eingeschaltete Rückkopplung soll maximal 15 s betragen. Sie ist damit hinreichend groß, um das gesamte Frequenzspektrum zu erfassen. Sie ist aber auch nicht zu groß, um bei den geforderten kleinen Abmessungen noch stabil gehalten zu werden. Die äußeren Abmessungen des Gerätes sollten möglichst klein sein, und zwar sollte die Grundfläche einer Komponente einen Durchmesser kleiner als 20 cm haben. Das dürfte mit einer reduzierten Pendellänge von etwa 14 cm möglich sein. Nach Abschnitt 5.1. liegt dann die Frequenz der ersten Oberschwingung der Schraubenfeder außerhalb des interessierenden Frequenzbereiches. Bei elektrodynamischen Seismographen wird die Masse bzw. das Trägheitsmoment des Gehänges durch die Forderung nach einer mit einem bestimmten Galvanometer zu erreichenden Vergrößerung bestimmt. Bei einem elektronischen Seismographen besteht eine solche Forderung nicht. Hier wird die Vergrößerung durch die BROWNSche Molekularbewegung der Luft und elektronische Rauschquellen begrenzt. Die BROWNSche Molekularbewegung täuscht eine scheinbare Bodenbewegung ζ_B vor, die sich nach [29] zu

$$(2) \quad \xi_b^2 \approx 8,4 \cdot 10^{-17} \frac{T_s^2}{M} [\text{cm}^2]$$

berechnet. Dabei ist T_s die Eigenperiode des mechanischen Empfängers, die mit der Bodenperiode übereinstimmen soll, und M die Gehängemasse in [g]. Damit $\xi_b < 1 \text{ nm}$ wird, muß bei $T_s \approx 30 \text{ s}$ die Masse $M > 750 \text{ g}$ sein. Es können damit Vergrößerungen von etwa 10^6 bei 30 s erreicht werden, wenn das elektronische Rauschen nicht die Auflösung herabsetzt.

3. Theorie des mechanischen Empfängers mit schräggestelltem Gehänge

3.1. Kinematik

Bei den folgenden theoretischen Betrachtungen kann weitgehend auf die in [11] sehr allgemein dargestellte Theorie des Vertikalseismographen zurückgegriffen werden. Alle aus [11] übernommenen Formeln werden im weiteren in { } gesetzt.

Es sei \bar{O} der Nullpunkt eines kartesischen Koordinatensystems $\bar{\epsilon}$ mit den Achsen 1, 2 und 3. $\bar{\epsilon}$ soll relativ zur starren Erde ruhen, also nicht an einem Erdbeben teilnehmen. Ist g der Betrag des Schwerevektors, so hat er die $\bar{\epsilon}$ -Koordinaten $-g \delta_{2j}$, wenn die 2-Achse in $\bar{\epsilon}$ stets vertikal aufwärts gerichtet ist. δ_{ij} ist das bekannte KRONECKER-Symbol {3}. Das starre Gestell des mechanischen Empfängers wird durch ein zweites rechtssinniges Koordinatensystem mit dem Nullpunkt O repräsentiert. Zum Zeitpunkt $t = 0$ sollen ϵ und $\bar{\epsilon}$ identisch sein. Die 1-Richtung liegt dann parallel zur Symmetrieebene des Gehänges.

Falls ϵ relativ zu $\bar{\epsilon}$ auch Drehungen um O ausführt, soll die Drehachse in der Horizontalebene durch O liegen und eine in bezug auf ϵ konstante Richtung besitzen. Diese Richtung gibt der Einheitsvektor $e_1 (e_2 = 0)$ an.

Mit c_{1j}, c_{2j}, c_{3j} werden die Richtungskosinus der j -Achse von ϵ in bezug auf $\bar{\epsilon}$ und mit c_{i1}, c_{i2}, c_{i3} die Richtungskosinus der i -Achse von $\bar{\epsilon}$ in bezug auf ϵ bezeichnet. Setzt man kleine Drehungen um den Winkel φ voraus, so gibt die Näherungsformel {19}:

$$(3) \quad c_{ij} = \delta_{ij} - \epsilon_{ijk} e_k \varphi,$$

wobei ϵ_{ijk} der ϵ -Tensor ist {4}. Nach dem Entwicklungssatz der Vektorrechnung ist gemäß {5}

$$(4) \quad \epsilon_{ijk} \epsilon_{ilm} = \delta_{jl} \delta_{km} - \delta_{jm} \delta_{kl}.$$

Über die in (3) und (4) doppelt auftretenden lateinischen Indizes ist von 1 bis 3 zu summieren. Diese EINSTEINSche Summenkonvention ist auch im folgenden stets anzuwenden.

Das Gehänge \mathcal{G} des mechanischen Empfängers besteht aus dem starren Körper \mathcal{G}' und der Schraubenfeder \mathcal{G}'' . Wird vorausgesetzt, daß die Drehachse bei einer Gehängebewegung erhalten bleibt, sind bei einer Drehung von \mathcal{G}' um den Winkel η die $\bar{\epsilon}$ -Koordinaten des Vektors $\vec{Y^*P}$ {240}, wenn P ein beliebiger Massenpunkt von \mathcal{G}' ist {28},

$$(5) \quad \tilde{z}_i(\eta) = [\delta_{3i} \delta_{3j} + (\delta_{ij} - \delta_{3i} \delta_{3j}) \cos \eta - \epsilon_{ij3} \sin \eta] \tilde{z}_j(0),$$

und man erhält mit (4)

$$(6) \quad \frac{d\tilde{z}_i}{d\eta} = \epsilon_{i3j} \tilde{z}_j.$$

In den Punkten A und R greift die Schraubenfeder am Gestell bzw. dem Gehänge an, in diesen Punkten befinden sich weitere Blattfedergelenke. Für die $\bar{\epsilon}$ -Koordinaten des Vektors $\vec{Y^*R}$ gilt

$$(7) \begin{cases} \tilde{r}_i(\eta) = (\delta_{ij} \cos \eta - \varepsilon_{ij3} \sin \eta) \tilde{r}_j(0), \\ \tilde{r}_1(0) = \tilde{r} \cos \alpha, \quad \tilde{r}_2(0) = \tilde{r} \sin \alpha, \quad \tilde{r}_3(0) = 0. \end{cases}$$

Für den gestellfesten Vektor $\vec{Y^*A}$ gilt

$$(8) \quad \tilde{a}_1 = \tilde{a} \sin \delta, \quad \tilde{a}_2 = \tilde{a} \cos \delta, \quad \tilde{a}_3 = 0.$$

Die Winkel α und δ sind auch in Abb. 2 dargestellt. Der Abstand zwischen A und R wird mit L bezeichnet {244}:

$$(9) \begin{cases} L^2 = (\tilde{r}_i - \tilde{a}_i)(\tilde{r}_i - \tilde{a}_i), \\ L = L_0 \quad \text{für } \eta = 0. \end{cases}$$

Um die Schraubenfeder Θ'' einspannen zu können, benötigt man gewisse Zusatzstücke mit den Längen l_A und l_R , deren Summe

$$(10) \quad l_Z = l_A + l_R$$

ist. Die träge Masse von Θ' wird mit M {44} und die von Θ'' mit m_* {45} bezeichnet, und es wird nach {58} die modifizierte Masse

$$(11) \quad m = \frac{1}{2} m_* \left(1 + \frac{l_A - l_R}{L_0} \right)$$

eingeführt. Wenn P' der Massenmittelpunkt von Θ' ist, so lauten nach den Voraussetzungen des Kap. 2 die Koordinaten des Vektors $\vec{Y^*P'}$ analog zu (7):

$$(12) \begin{cases} \tilde{z}'_i(\eta) = (\delta_{ij} \cos \eta - \varepsilon_{ij3} \sin \eta) \tilde{z}'_j(0), \\ \tilde{z}'_1(0) = \tilde{z}' \cos \varepsilon, \quad \tilde{z}'_2(0) = \tilde{z}' \sin \varepsilon, \quad \tilde{z}'_3(0) = 0. \end{cases}$$

3.2. Dynamik

Auf das Gehänge wirken außer der Schwerkraft die Rückstellkräfte der Blattfedern, die Kraft der Schraubenfeder und die durch Ströme in der Tauchspule hervorgerufenen elektrischen Kräfte ein. Die Rückstellkräfte der Blattfedern werden hier, um die Betrachtungen nicht zu erschweren, vernachlässigt. Mit R_i werden die G-Koordinaten der in R angreifenden Federkraft bezeichnet {244}:

$$(13) \quad R_i = -\kappa_* \left(1 - \frac{l_F + l_Z}{L} \right) (\tilde{r}_i - \tilde{a}_i).$$

κ_* ist die sogenannte Federkonstante (siehe 5.1.) und l_F die "Vorspannlänge von Θ'' ".

Es wird angenommen, daß die elektrischen Kräfte N_j in einem Punkt des Gehänges N^* angreifen. Die G-Koordinaten von $\vec{Y^*N^*}$ werden mit \tilde{n}_i bezeichnet. Das Magnetsystem ist so konstruiert, daß N_j und \tilde{n}_i zueinander orthogonal sind und N_j sowie \tilde{n}_i in der 1,2-Ebene liegen. Das Moment der elektrischen Kräfte ist dann

$$(14) \quad \varepsilon_{ij3} \tilde{n}_i N_j = -G_s I_s,$$

wobei I_s der in der Tauchspule fließende Strom und G_s die elektrodynamische Konstante des Systems sind. Wenn w_s die Windungszahl, λ_s die Länge einer Windung und B_s die magnetische Induktion im Luftspalt sind, gilt

$$(15) \quad G_s = w_s \lambda_s B_s \tilde{n}.$$

\tilde{n} ist der Betrag des Vektors $\vec{Y^*N^*}$.

Das auf Θ' wirkende Drehmoment ist nach {243}

$$(16) \quad \tilde{M}_3 = M_3 + \varepsilon_{ij3} \tilde{n}_i N_j,$$

wobei M_3 das Moment der konservativen Kräfte ist, das sich bei Vernachlässigung der Kräfte im Blattfedergelenk nach {245} zu

$$(17) \quad M_3 = \varepsilon_{ij3} c_{2i} (M \tilde{z}'_j + m \tilde{r}_j) g + \varepsilon_{ij3} \kappa_* \left(1 - \frac{l_F + l_Z}{L}\right) \tilde{r}_i \tilde{a}_j$$

ergibt.

3.3. Das Moment der konservativen Kräfte

Da wesentliche Aufschlüsse über die Funktion des mechanischen Empfängers, den Einfluß von Störungen und die konstruktive Anordnung von Nachstellelementen durch die Untersuchung des Moments M_3 gewonnen werden können, werden einige Formeln für die weiteren Betrachtungen bereitgestellt. Der mechanische Empfänger wird zum Zeitpunkt $t = 0$ so justiert, daß in der Ausgangsgleichgewichtslage $\eta = 0$ auch $I_s = 0$ ist. Es muß dann

$$(18) \quad M_3(t = 0) = 0$$

sein. Da für $t = 0$ auch $\varphi = 0$ und somit nach (3) $c_{ij} = \delta_{ij}$ ist, folgt aus (17)

$$(19) \quad [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}_1(0)] g = \kappa_* \left(1 - \frac{l_F + l_Z}{L_0}\right) \tilde{r} \tilde{a} \cos(\alpha + \delta).$$

Mit (3), (7), (9), (12) ergibt sich durch Differentiation von (17)

$$(20) \quad \frac{\partial M_3}{\partial \eta} = c_{2i} (M \tilde{z}'_i + m \tilde{r}_i) g - \kappa_* \left(1 - \frac{l_F + l_Z}{L}\right) \tilde{r}_j \tilde{a}_j - \frac{l_F + l_Z}{L^3} \kappa_* (\varepsilon_{ij3} \tilde{r}_i \tilde{a}_j)^2.$$

Für $\eta = 0$, $\varphi = 0$ ist

$$(21) \quad \frac{\partial M_3(0)}{\partial \eta} = - [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}_1(0)] g N^{-2},$$

wobei

$$(22) \quad N^{-2} = \tan(\alpha + \delta) + \frac{l_F + l_Z}{L_0^2 (L_0 - l_F - l_Z)} \tilde{r} \tilde{a} \cos(\alpha + \delta) - \frac{M \tilde{z}'_2(0) + m \tilde{r}_2(0)}{M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}_1(0)}$$

ist. Weiterhin folgt aus (20) für $\eta = 0$, $\varphi = 0$

$$(23) \quad \frac{\partial^2 M_3(0)}{\partial \eta^2} = [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] g \frac{3(l_F + l_Z) \tilde{r} \tilde{a}}{L_0^2 (L_0 - l_F - l_Z)} \times \\ \times \left[\sin(\alpha + \delta) - \frac{\tilde{r} \tilde{a} \cos^2(\alpha + \delta)}{L_0^2} \right].$$

Daraus erkennt man sofort, daß es zweckmäßig sein wird, $l_Z = -l_F$ zu wählen, weil nichtlineare Glieder verschwinden werden.

Bei kleinen Drehungen aus der Ausgangslage $\varphi = 0$ ist nach (3)

$$(24) \quad \frac{\partial c_{2i}}{\partial \varphi} = -\varepsilon_{2ik} e_k.$$

Aus (17) und (20) folgt daher

$$(25) \quad \frac{\partial M_3(0)}{\partial \varphi} = [M \tilde{z}'_2(0) + m \tilde{r}'_2(0)] g e_3,$$

$$(26) \quad \frac{\partial^2 M_3(0)}{\partial \eta \partial \varphi} = [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] g e_3.$$

Wenn α_1 der lineare Ausdehnungskoeffizient des Gehängearmes und α_2 der des $\vec{Y^*A}$ bei einer Temperaturänderung $d\vartheta$ ist, gilt

$$(27) \quad \alpha_1 = \frac{\partial \tilde{r}_i}{\tilde{r}_i \partial \vartheta} = \frac{\partial \tilde{z}'_i}{\tilde{z}'_i \partial \vartheta},$$

$$(28) \quad \alpha_2 = \frac{\partial \tilde{a}_i}{\tilde{a}_i \partial \vartheta}.$$

Ferner sei

$$(29) \quad \alpha_3 = \frac{\partial l_Z}{l_Z \partial \vartheta},$$

$$(30) \quad \alpha_4 = \frac{\partial l_F}{l_F \partial \vartheta}.$$

Aus (17) und (20) folgt nunmehr für $\eta = 0$, $\varphi = 0$ und $l_Z = -l_F$:

$$(31) \quad \frac{\partial M_3(0)}{\partial \vartheta} = [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] g \left[\alpha_2 + \frac{dn_*}{n_* \partial \vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{l_Z}{L_0} \right],$$

$$(32) \quad \frac{\partial^2 M_3(0)}{\partial \eta \partial \vartheta} = - [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] g \times \\ \times \left\{ \left(\alpha_2 + \frac{dn_*}{n_* \partial \vartheta} \right) \tan(\alpha + \delta) + N^{-2} \alpha_1 - \right. \\ \left. - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{l_Z}{L_0} \left[\tan(\alpha + \delta) - \frac{\tilde{r} \tilde{a} \cos(\alpha + \delta)}{L_0^2} \right] \right\}.$$

Die Formeln (31) und (32) implizieren auch die Beziehung, die sich aus einer Änderung von n_* und l_F durch elastische Nachwirkungen ergibt. Man erhält sie, indem $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$ und ∂t anstelle von $\partial \vartheta$ gesetzt wird.

Besitzt der mechanische Empfänger eine Anordnung, mit der der Aufhängepunkt A um $\tilde{d}\alpha$ verschoben werden kann, und bildet der Verschiebungsvektor mit der Horizontalebene den Winkel β , so gilt

$$(33) \quad \tilde{d}\alpha_1 = \tilde{d}\alpha \cos \beta, \quad \tilde{d}\alpha_2 = \tilde{d}\alpha \sin \beta.$$

Aus (17) und (20) folgt dann für $l_F = -l_Z$

$$(34) \quad \frac{\partial M_3(0)}{\partial \tilde{d}\alpha} = \frac{\partial M_3}{\partial \tilde{d}\alpha_1} \cos \beta + \frac{\partial M_3}{\partial \tilde{d}\alpha_2} \sin \beta = \frac{[M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}_1(0)] g \sin(\beta - \alpha)}{\tilde{a} \cos(\varepsilon + \delta)},$$

$$(35) \quad \frac{\partial^2 M_3(0)}{\partial \eta \partial \tilde{d}\alpha} = - \frac{[M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}_1(0)] g \cos(\beta - \alpha)}{\tilde{a} \cos(\varepsilon + \delta)}.$$

Weiterhin soll eine kleine Zusatzmasse μ auf dem Gehänge von dem Punkt mit den Koordinaten

$$(36) \quad z''_1(0) = z'' \cos \nu'', \quad z''_2(0) = z'' \sin \nu'', \quad z''_3(0) = 0$$

um den Betrag dz'' verschoben werden können, wobei

$$(37) \quad dz''_1 = dz'' \cos \nu', \quad dz''_2 = dz'' \sin \nu'$$

ist. Dann ist für $\eta = 0$, $\varphi = 0$

$$(38) \quad \frac{\partial M_3}{\partial z''} = -g \frac{\partial(M \tilde{z}'_1)}{\partial z''} = -\mu g \cos \nu',$$

$$(39) \quad \frac{\partial^2 M_3}{\partial \eta \partial z''} = g \frac{\partial(M \tilde{z}'_2)}{\partial z''} = \mu g \sin \nu'.$$

3.4. Der Neigungswinkel der Blattfedern

Für den Neigungswinkel ergibt sich nach {375} für $l_F = -l_Z$

$$(40) \quad \tan \nu = \frac{(M + m) g + \kappa_* [\tilde{r}_2(0) - \tilde{a}_2]}{\kappa_* [\tilde{r}_1(0) - \tilde{a}_1]}.$$

Mit (7), (8), (12), (19) folgt daraus

$$(41) \quad \tan \nu = \tan \alpha - \frac{M(\tilde{z}' \cos \varepsilon - \tilde{r} \cos \alpha)(\cos \delta - \tan \alpha \sin \delta) \tilde{a}}{(M \tilde{z}' \cos \varepsilon + m \tilde{r} \cos \alpha)(\tilde{r} \cos \alpha - \tilde{a} \sin \delta)}.$$

Man erkennt daraus sofort, daß unabhängig von den Massen sowie der Lage des Angriffspunktes A für $\tilde{z}' \cos \varepsilon = \tilde{r} \cos \alpha$ der komplizierte 2. Term in (41) entfällt und $\nu = \alpha$ sein muß. Wenn also Federangriffspunkt R und Massenmittelpunkt P' zusammenfallen, müssen die Blattfedern in Richtung des Vektors $\vec{Y^*R}$ liegen, was konstruktiv leicht erreicht werden kann. Es braucht auch nicht bei einer Änderung von δ , d.h. der Eigenperiode, der Winkel ν nachjustiert zu werden.

Um zu erkennen, mit welcher Genauigkeit die Forderung nach $P' = R$ zu erfüllen ist, wird angenommen, daß

$$(42) \quad \varepsilon = \alpha + \Delta\alpha$$

ist. Da das 2. Glied in (41) nur ein Korrekturglied ist, kann man $m = 0$ und $\delta = 0$ annehmen. Setzt man

$$(43) \quad \nu = \alpha + \Delta\nu,$$

so folgt aus (41)

$$(44) \quad \Delta\nu = \left(\frac{\tilde{r}}{\tilde{z}'} - 1 \right) \frac{\tilde{a}\tilde{z}}{\tilde{r}} \cos \alpha + \frac{\tilde{a}\tilde{z}}{\tilde{z}'} \Delta\alpha \sin \alpha.$$

Im folgenden wird stets angenommen, daß die Justierung $P' = R$ vorgenommen ist, und daher ist $\alpha = \varepsilon$ sowie

$$(45) \quad \tan \alpha = \tan \varepsilon = \frac{M \tilde{z}_2'(0) + m \tilde{r}_2(0)}{M \tilde{z}_1'(0) + m \tilde{r}_1(0)}.$$

3.5. Die Differentialgleichung des mechanischen Empfängers bei elektronischer Rückkopplung

Das Prinzip des Seismographen mit elektronischer Rückkopplung zeigt Abb. 3. Der Ausschlag des mechanischen Empfängers η wird von einem wegproportionalen (kapazitiven) Wandlersystem in Spannungsschwankungen umgesetzt. Das Ausgangssignal des Systems ist

$$(46) \quad V_1 = k_1 l_w \eta,$$

wenn k_1 der Verstärkungsfaktor des Wandlers und l_w der Abstand des Wandlers von der Drehachse ist. Das Rückkopplungssignal E_R erhält man aus V_1 , nachdem dieses einen zweiten Verstärker mit dem Verstärkungsgrad k_2 , ein Filter mit der Übertragungsfunktion F_1 und einen dritten Verstärker mit dem Verstärkungsgrad k_3 durchlaufen hat.

$$(47) \quad E_R = k_1 k_2 k_3 F_1 l_w \eta.$$

Die Übertragungsfunktion F_1 sei die eines Tiefpasses, wobei $F_1 = \beta_1$ für Frequenzen weit unter der Eckfrequenz ist. β_1 ist damit der Verstärkungsgrad des Tiefpasses.

Der in der Tauchspule fließende Strom besteht aus zwei Anteilen:

$$(48) \quad I_S = I_{SR} + I_{SS}.$$

Dabei ist I_{SR} der von der Rückkopplungsspannung hervorgerufene Strom

$$(49) \quad I_{SR} = \frac{R_D E_R}{(R_S + R_a)R_D + R_S R_a}$$

und I_{SS} der durch Induktion bei Bewegung in der Wandlerpule erzeugte Strom mit {287}

$$(50) \quad I_{SS} = \frac{(R_a + R_D) G_s \dot{\eta}}{(R_S + R_a)R_D + R_S R_a}.$$

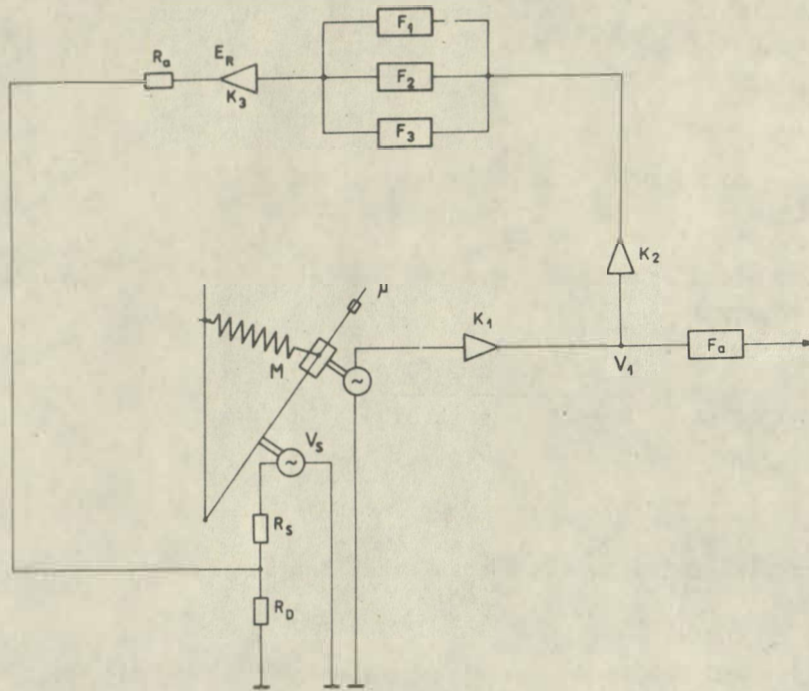


Abb. 3 Prinzipschaltung des rückgekoppelten Seismographen

R_S ist der innere Widerstand der Tauchspule, R_D ihr Shunt und R_a der innere Widerstand der Spannungsquelle für die Rückkopplung. Definiert man in Anlehnung an [8] die Tauchspulübertragungsfunktion mit

$$(51) \quad k_4 = \frac{l_w R_D G_S}{Q(0) [(R_S + R_a) R_D + R_S R_a]}$$

und setzt

$$(52) \quad k = k_1 k_2 k_3 k_4,$$

so ist das Moment der elektrischen Kräfte nach (14)

$$(53) \quad \varepsilon_{ij3} \tilde{n}_i N_j = -Q(0) k F_1 \eta - \frac{G_S^2 (R_a + R_D)}{(R_S + R_a) R_D + R_S R_a} \dot{\eta}.$$

Geht man bei Aufstellung der Differentialgleichung des mechanischen Empfängers wie in [11], S. 45 vor, ohne jedoch $M_3(0) = 0$ vorauszusetzen, und berücksichtigt zusätzlich eine Luftdämpfung b_{so} nach {284}, so ergibt sich anstelle von {273}

$$(54) \quad Q(0) \ddot{\eta} + b_{so} \dot{\eta} = \varepsilon_{ij3} [M \tilde{z}'_j(0) + m \tilde{r}'_j(0)] \ddot{\xi}_i + \varepsilon_{ij3} \tilde{n}_i N_j + M_3(\eta).$$

Ist ξ^* die auf $\vec{Y^*P}$ orthogonal stehende Komponente der Bodenbewegung ξ_1 , also

$$(55) \quad \xi^* = -\xi_1 \sin \varepsilon + \xi_2 \cos \varepsilon,$$

so gilt

$$(56) \quad \varepsilon_{ij3} [M \tilde{z}'_j(0) + m \tilde{r}'_j(0)] \ddot{\xi}_i = - [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] \frac{\xi^*}{\cos \varepsilon}.$$

Definiert man die reduzierte Pendellänge des Seismographen mit schräggestelltem Gehäuse zu

$$(57) \quad \bar{l} = \frac{Q(0) \cos \varepsilon}{M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)},$$

so besteht zu der in {274} gegebenen Definition die Beziehung

$$(58) \quad \bar{l} = l \cos \varepsilon.$$

Aus (54) folgt mit (53), (56) und (57)

$$(59) \quad Q(0) \ddot{\eta} + (b_{so} + \frac{G_s^2(R_a + R_D)}{(R_s + R_a) R_D + R_s R_a}) \dot{\eta} = - \frac{Q(0)}{\bar{l}} \ddot{\xi}^* + M_3(\eta) - Q(0) k F_1 \eta.$$

Man erkennt daraus, daß der mechanische Empfänger nur für die zu $\vec{Y^*P}$ orthogonale Komponente der Bodenbewegung empfindlich ist, und sieht auch die Notwendigkeit der Definition (57).

Im Ruhezustand $\dot{\eta}, \ddot{\eta}, \ddot{\xi}^* \equiv 0$ lautet die Gleichgewichtsbedingung

$$(60) \quad M_3(\eta) - Q(0) k \beta_1 \eta = 0,$$

da in diesem Fall $F_1 = \beta_1$ zu setzen ist. Wie bereits im Abschnitt 3.3. ausgeführt, wird der mechanische Empfänger so justiert, daß in der Gleichgewichtslage $\eta = 0$ kein Strom fließt; es gilt also (18).

Definiert man

$$(61) \quad \omega_s^2 = - \frac{1}{Q(0)} \frac{\partial M_3}{\partial \eta}$$

und

$$(62) \quad D_s^* = \frac{1}{2Q(0) \omega_s} (b_{so} + \frac{G_s^2(R_a + R_D)}{(R_s + R_a) R_D + R_s R_a}),$$

so erhält man aus (59) bei Vernachlässigung von höheren Ableitungen von M_3

$$(63) \quad \ddot{\eta} + 2D_s^* \omega_s \dot{\eta} + (\omega_s^2 + k F_1) \eta = - \frac{\ddot{\xi}^*}{\bar{l}}.$$

Das ist ohne Rückkopplung ($k = 0$) die bekannte lineare Differentialgleichung eines mechanischen Empfängers. Wie bereits gesagt, ist $l_Z = -l_F$ eine wichtige Bedingung, weil die 2. Ableitung dann von M_3 verschwindet und damit in (63) nur Glieder der Ordnung η^3 vernachlässigt sind. Es sind

$$(64) \quad T_s = \frac{2\pi}{\omega_s}$$

und D_s^* die Eigenperiode und die Dämpfung des mechanischen Empfängers. Mit (21) und (57) folgt aus (61)

$$(65) \quad \omega_s^2 = \frac{k \cos \epsilon}{N^2 l} = \frac{k}{N^2 l},$$

wenn

$$(66) \quad N^2 = \bar{N}^2 \cos \epsilon$$

ist. \bar{N} ist damit der Periodenverlängerungsfaktor des mechanischen Empfängers mit schräggestelltem Gehäuse. Mit $l_z = -l_F$ und $\alpha = \epsilon$ folgt aus (22) und (66)

$$(67) \quad \bar{N}^{-2} = \frac{\sin \delta}{\cos(\epsilon + \delta)}.$$

Große Eigenperioden werden also erreicht, wenn der Winkel δ sehr klein ist. Für Bodenperioden, die weit oberhalb der Eckperiode des Tiefpasses liegen, verhält sich der Seismograph, als habe er die verkürzte Eigenperiode

$$(68) \quad T_s' = \frac{2\pi}{\omega_s'},$$

wobei

$$(69) \quad \omega_s'^2 = \omega_s^2 + k \beta_1.$$

3.6. Die stabilisierende Wirkung der Rückkopplung

Wenn sich nach der Justierung auf $M_3(0) = 0$ eine M_3 beeinflussende Größe u um du ändert, so ist bei eingeschalteter Rückkopplung ein Ausschlag $d\eta^*$ zu erwarten. Nach (60) muß dann

$$(70) \quad \frac{\partial M_3}{\partial u} du + \left(\frac{\partial M_3}{\partial \eta} - Q(0) k \beta_1 \right) d\eta^* = 0$$

sein. Mit (61) und (69) ergibt sich aus (70)

$$(71) \quad d\eta^* = \frac{1}{Q(0) \omega_s'^2} \frac{\partial M_3}{\partial u} du.$$

Ohne Rückkopplung erhielte man den Ausschlag

$$(72) \quad d\eta = \frac{1}{Q(0) \omega_s^2} \frac{\partial M_3}{\partial u} du.$$

Es ist also

$$(73) \quad \frac{d\eta^*}{d\eta} = \frac{\omega_s^2 + k \beta_1}{\omega_s^2} = F.$$

Durch die Rückkopplung wird somit bei einer Störung des Gleichgewichts der Ausschlag verringert, wenn $k > 0$ ist. Den Grad dieser Stabilisierung gibt der Stabilisierungsfaktor F . Mit (57), (65), (73) folgt aus (71)

$$(74) \quad d\eta^* = \frac{\bar{N}^2 \cos \varepsilon}{F g [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)]} \frac{\partial M_3}{\partial u} du .$$

Ist du durch $d\varphi$, $d\vartheta$ oder dz'' gegeben, so wird aus (74) mit (25), (31), (34), (38) und $\delta = 0$, $\alpha = \varepsilon$

$$(75) \quad d\eta^* = \frac{\bar{N}^2}{F} e_3 \sin \varepsilon d\varphi ,$$

$$(76) \quad d\eta^* = \frac{\bar{N}^2}{F} \cos \varepsilon \left[\alpha_2 + \frac{d\kappa_*}{\kappa_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{1}{L_0} \right] d\vartheta ,$$

$$(77) \quad d\eta^* = \frac{\bar{N}^2}{F} \sin(\beta - \varepsilon) \frac{d\tilde{a}}{\tilde{a}} ,$$

$$(78) \quad d\eta^* = - \frac{\bar{N}^2 \mu \cos \varepsilon \cos \nu'}{F [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)]} dz'' .$$

3.7. Die Kompensation von Gleichgewichtsstörungen

Zur Regulierung der Gleichgewichtslage und der Eigenperiode sind zwei Vorrichtungen vorgesehen, die Verschiebung des gestellfesten Federangriffspunktes A und die einer Zusatzmasse μ auf dem Gehänge. Die Gleichgewichtslage kann durch Neigung des Gestells, Temperaturänderungen und elastische Nachwirkungen gestört werden. Die Berücksichtigung der beiden letztgenannten kann, wie schon in Abschnitt 3.3. gesagt, durch dieselben Formeln erfolgen. Die durch eine der eben aufgeführten Störungen hervorgerufene Änderung der Gleichgewichtslage wird durch eine Verschiebung $d\tilde{a}$ oder dz'' kompensiert, so daß wieder $\eta = 0$ und $I_s = 0$ wird. Unter der Voraussetzung $M_3(\bar{u}) = 0$ folgt aus (60)

$$(79) \quad \frac{\partial M_3}{\partial \tilde{a}} d\tilde{a} + \frac{\partial M_3}{\partial z''} dz'' + \frac{\partial M_3}{\partial \varphi} d\varphi + \frac{\partial M_3}{\partial \vartheta} d\vartheta = 0 .$$

Wird $\alpha = \varepsilon$ vorausgesetzt, so erhält man mit (25), (31), (34), (38)

$$(80) \quad \frac{\sin(\beta - \varepsilon)}{\tilde{a} \cos(\varepsilon + \delta)} d\tilde{a} - \frac{\mu \cos \nu'}{M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)} dz'' = \\ = e_3 \tan \varepsilon d\varphi - \left[\alpha_2 + \frac{d\kappa_*}{\kappa_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{1}{L_0} \right] d\vartheta .$$

Erfolgt die Kompensation nur durch $d\tilde{a}$, also $dz'' = 0$, gilt

$$(81) \quad \frac{d\tilde{a}}{\tilde{a}} = \frac{\cos(\varepsilon + \delta)}{\sin(\beta - \varepsilon)} \left\{ -e_3 \tan \varepsilon d\varphi - \left[\alpha_2 + \frac{d\kappa_*}{\kappa_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{1}{L_0} \right] d\vartheta \right\}$$

und im umgekehrten Fall

$$(82) \quad dz'' = \frac{M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)}{\mu \cos \nu'} \left\{ e_3 \tan \varepsilon d\varphi + \left[\alpha_2 + \frac{d\kappa_*}{\kappa_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{1}{L_0} \right] d\vartheta \right\} .$$

Falls keine Störungen auftreten, also $d\varphi = 0$, $d\vartheta = 0$ ist, kann man einen durch eine Verschiebung der Zusatzmasse hervorgerufenen Ausschlag durch eine des Federangriffspunktes kompensieren:

$$(83) \quad \frac{d\tilde{a}}{\tilde{a}} = \frac{\mu \cos \nu' \cos(\varepsilon + \delta)}{[M \tilde{z}_1'(0) + m \tilde{r}_1(0)] \sin(\beta - \varepsilon)} dz'' .$$

Wenn nach einer Störung das Gehänge in die Ausgangslage zurückgeführt wurde, kann sich die Eigenperiode geändert haben, denn aus (61) folgt

$$(84) \quad d\omega_s^2 = -\frac{1}{Q(0)} \left[\frac{\partial^2 M_3}{\partial \eta \partial \tilde{a}} d\tilde{a} + \frac{\partial^2 M_3}{\partial \eta \partial z''} dz'' + \frac{\partial^2 M_3}{\partial \eta \partial \varphi} d\varphi + \frac{\partial^2 M_3}{\partial \eta \partial \vartheta} d\vartheta \right] + \\ + \frac{1}{Q^2(0)} \frac{\partial M_3}{\partial \eta} \left[\frac{\partial Q}{\partial z''} dz'' + \frac{\partial Q}{\partial \vartheta} d\vartheta \right] .$$

Für die Änderung des Trägheitsmomentes können folgende Abschätzungen benutzt werden:

$$(85) \quad \frac{\partial Q}{\partial z''} = 2\mu \left(z_1'' \frac{\partial z_1''}{\partial z''} + z_2'' \frac{\partial z_2''}{\partial z''} \right) = 2\mu \cos(\nu' - \nu'') ,$$

$$(86) \quad \frac{\partial Q}{\partial \vartheta} = 2Q(0) \alpha_1 .$$

Nach (57), (64) ist

$$(87) \quad \frac{dT_s}{T_s} = -\frac{\bar{N}^2 \cos \varepsilon Q(0)}{2[M \tilde{z}_1'(0) + m \tilde{r}_1(0)]g} d\omega_s^2 .$$

Die Änderung der Eigenperiode, die durch Änderung des Trägheitsmomentes hervorgerufen wird, ist

$$(88) \quad \left[\frac{dT_s}{T_s} \right]_{dQ} = \frac{\mu z'' \cos(\nu' - \nu'')}{Q(0)} dz'' + \alpha_1 d\vartheta .$$

Da die Zusatzmasse klein ist (s. Abschnitt 6.2.) und α_1 ebenfalls sehr klein, liegen diese Einflüsse sicher unter 1 % und sind damit vernachlässigbar. Mit (22), (26), (32), (35), (39) folgt aus (87) und (84) für $\alpha = \varepsilon$, $l_Z = -l_P$:

$$(89) \quad \frac{dT_s}{T_s} = -\frac{\bar{N}^2 \cos \varepsilon}{2} \left\{ \frac{\cos(\beta - \varepsilon)}{\cos(\varepsilon + \delta)} \frac{d\tilde{a}}{\tilde{a}} - \frac{\mu \sin \nu'}{M \tilde{z}_1'(0) + m \tilde{r}_1(0)} dz'' - e_3 d\varphi + \right. \\ + \tan \varepsilon \left[\alpha_2 + \frac{dn_*}{n_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{l_Z}{L_0} \right] d\vartheta + \\ + (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{\tilde{r} \tilde{a} l_Z \cos(\varepsilon + \delta)}{L_0^3} d\vartheta \left. \right\} + \\ + \frac{1}{2} \left[\alpha_1 + \alpha_2 + \frac{dn_*}{n_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{l_Z}{L_0} \right] d\vartheta .$$

Der letzte Term kann wieder vernachlässigt werden. Erfolgt die Kompensation einer Störung durch $d\tilde{a}$, so ergibt sich aus (81) und (89)

$$(90) \quad \frac{dT_s}{T_s} = -\frac{\bar{N}^2 e_3 \sin \beta}{2 \sin(\varepsilon - \beta)} d\varphi - \frac{\bar{N}^2 \cos \beta}{2 \sin(\varepsilon - \beta)} \left[\alpha_2 + \frac{d\mu_*}{\mu_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{l_Z}{L_0} \right] d\vartheta - \\ - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{\tilde{r} \tilde{a} l_Z \bar{N}^2 \cos(\varepsilon + \delta)}{2L_0^3} d\vartheta.$$

Erfolgt sie durch dz'' , so ist

$$(91) \quad \frac{dT_s}{T_s} = \frac{\bar{N}^2 e_3 \cos(\nu' - \varepsilon)}{2 \cos \nu'} d\varphi + \frac{\bar{N}^2 \sin(\nu' - \varepsilon)}{2 \cos \nu'} \left[\alpha_2 + \frac{d\mu_*}{\mu_* d\vartheta} - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{l_Z}{L_0} \right] d\vartheta - \\ - (\alpha_3 - \alpha_4) \frac{\tilde{r} \tilde{a} l_Z \bar{N}^2 \cos \varepsilon \cos(\varepsilon + \delta)}{2L_0^3} d\vartheta.$$

Aus (80) ist bereits zu erkennen, daß eine Kompensation eines durch eine Störung hervorgerufenen Ausschlages nicht möglich ist durch $\tilde{d}\tilde{a}$, wenn $\sin(\beta - \varepsilon) = 0$, und nicht durch dz'' , wenn $\cos \nu' = 0$ ist. Diese beiden Fälle müssen vermieden werden, wenn man sich beide Möglichkeiten offenhalten will. Aus (77) und (78) ist zu entnehmen, daß bei großen \bar{N} eine Ausschlagskompensation durch dz'' technisch leichter zu realisieren sein wird als durch $\tilde{d}\tilde{a}$, da wegen des toten Ganges im Getriebe kleine $\tilde{d}\tilde{a}$ nur schwer eingestellt werden können. Hingegen sind wegen $\mu \ll M$ wesentlich größere dz'' erforderlich und leichter einzustellen.

Erfolgt ein Ausschlag durch eine Temperaturänderung oder eine elastische Nachwirkung, so kann man die Eigenperiodenänderung, die bei einer Kompensation mit dz'' durch das 2. Glied in (91) hervorgerufen wird, durch die Wahl $\nu' = \varepsilon$ zum Verschwinden bringen. Die Zusatzmasse sollte also in der Richtung $\overrightarrow{Y^*P'}$ verschoben werden. Da im Observatorium meistens nur Störungen durch Temperaturänderungen und elastische Nachwirkungen zu erwarten sind, wird diese Kompensation sehr geeignet sein.

Es ist wünschenswert, daß alle drei Komponenten auf einer gemeinsamen Grundplatte montiert werden. Dann kann man allerdings nur zwei Neigungswinkel korrigieren. Die Korrektur der Neigung der dritten Komponente kann durch $\tilde{d}\tilde{a}$ geschehen. Es besteht dann die Möglichkeit, eine durch Neigungsänderung hervorgerufene Störung ohne Änderung der Eigenperiode zu korrigieren, wenn $\beta = 0$ ist. Diese Möglichkeit ist wegen $\varepsilon = 0$ beim Vertikalseismographen nicht gegeben. Durch Verstellung von $\tilde{d}\tilde{a}$ ist es möglich, größere Änderungen von $d\varphi$ zu korrigieren als durch dz'' , denn dabei würden große Eigenperiodenänderungen auftreten.

Ist bei einer Kompensation des Ausschlages eine Veränderung der Eigenperiode eingetreten oder muß diese neu eingestellt werden, so müssen der Federangriffspunkt A und die Zusatzmasse μ so verschoben werden, daß $\eta = 0$ ist und die gewünschte Periodenänderung erreicht wird. Es muß dann (83) erfüllt sein und nach (89)

$$(92) \quad \frac{dT_s}{T_s} = \frac{\bar{N}^2 \mu \cot \varepsilon}{2[M \tilde{z}_1(0) + m \tilde{r}_1(0)]} dz'' = -\frac{\bar{N}^2}{2 \cos \varepsilon} \frac{d\tilde{a}}{\tilde{a}}$$

sein, wobei $\nu' = \varepsilon$, $\beta = 0$, $\delta = 0$ gesetzt wurde.

4. Das Magnetsystem

4.1. Berechnung des Magnetsystems

Das Magnetsystem soll so bemessen werden, daß bei einer Eigenperiode des mechanischen Empfängers von 15 s eine Dämpfung $D_S^* = 1$ erreicht werden kann. Für die kurzgeschlossene Spule erhält man aus (62)

$$(93) \quad \frac{G_S^2 T_S}{4\pi Q R_S} \geq 1.$$

Ist q_D der Querschnitt des verwendeten Drahtes und ρ_D dessen spezifischer Widerstand, so gilt für den Widerstand der Wicklung

$$(94) \quad R_S = \frac{w_S \lambda_S \rho_D}{q_D}.$$

Das von der Wicklung eingenommene Volumen ist

$$(95) \quad V_w = f_w w_S q_D \lambda_S,$$

wobei f_w der Füllfaktor ist, der bei Kupferlackdraht mit etwa 1,7 angesetzt werden muß. Aus (15), (94) und (95) erhält man

$$(96) \quad \frac{G_S^2}{R_S} = \frac{V_w B_S^2 \tilde{n}^2}{f_w \rho_D}.$$

Hieraus ersieht man, daß die Kurzschlußdämpfung des mechanischen Empfängers nicht von den Abmessungen des Drahtes abhängt, sondern nur vom Wickelraum der Spule und der Feldstärke im Luftspalt. Das zur Erfüllung von (93) notwendige Wickelraumvolumen ist mit (96)

$$(97) \quad V_w > \frac{4\pi Q f_w \rho_D}{T_S B_S^2 \tilde{n}^2}.$$

Nach Abschnitt 6.1. ist $Q = 0,016 \text{ kg m}^2$ und $\tilde{n} = 0,06 \text{ m}$. Setzt man ferner $\rho_D = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ und $B_S = 0,3 \text{ Vs/m}^2$, so folgt aus (97)

$$(98) \quad V_w > 1,2 \text{ cm}^3.$$

Das Luftspaltvolumen muß nun größer sein als das Wickelvolumen, wenn sich die Spule ganz im Spalt befinden und noch ein freies Spiel gewährleisten soll. Es wird zweckmäßig

$$(99) \quad V_L = 1,5 V_w > 1,8 \text{ cm}^3$$

gefordert. Nach [13] ergibt sich das notwendige Magnetvolumen aus

$$(100) \quad V_M = \frac{B_S^2 V_L}{\eta_M \mu_0 (BH)_{\max}}.$$

η_M ist der Ausnutzungsfaktor und $(BH)_{\max}$ das Produkt der Induktion B und des entmagnetisierenden Feldes H_a im Arbeitspunkt. Ferner ist $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$. Die

Länge des Magneten berechnet sich nach [13] mit

$$(101) \quad l_M = \frac{B_S}{\mu_0 H_a} l_L,$$

wobei l_L die Länge des Luftspaltes ist.

Mit den Werten für AlNiCo 400, $(BH)_{\max} = 3,2 \cdot 10^4 \text{ Ws/m}^3$ und $H_a = 3,6 \cdot 10^4 \text{ A/m}$, ergibt sich aus (100) $V_M > 16,2 \text{ cm}^3$ und $l_M = 2 \text{ cm}$, wenn $l_L = 0,3 \text{ cm}$ gefordert wird.

In der endgültigen Konstruktion wurde ein Magnet von 32 cm Durchmesser und 2 cm Länge gewählt, also $V_M = 16,1 \text{ cm}^3$. Der Luftspalt hat einen mittleren Durchmesser von 4 cm, eine Länge von 0,3 cm und eine Tiefe von 0,5 cm, so daß $V_L = 1,9 \text{ cm}^3$ ist.

4.2. Prüfung des Magnetsystems

Mit einer HALL-Sonde wurde der Verlauf der Induktion im Luftspalt des Magneten Nr. 5 senkrecht zu den Feldlinien gemessen (Abb. 4). Das Maximum wird etwa 2 mm unter der geometrischen Mitte des Luftspaltes erreicht, die mit dem Nullpunkt der Abszisse in Abb. 4 übereinstimmt.

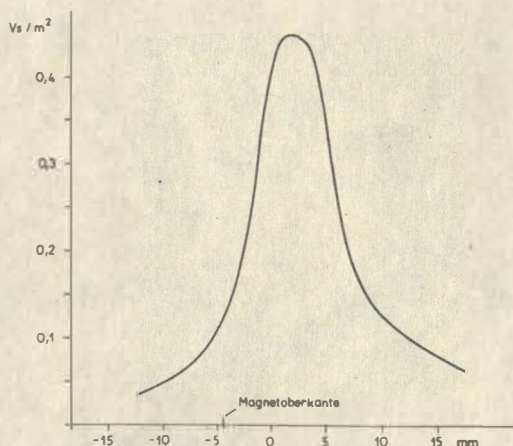


Abb. 4 Verlauf der magnetischen Induktion im Luftspalt

Um die günstigste Lage der Spule im Magnetsystem zu bestimmen, wurde die elektrodynamische Konstante in verschiedenen Gleichgewichtslagen gemessen. Dazu wurde auf das Gehänge im Punkt P^* eine Zusatzmasse m_e aufgelegt und der Gehängeausschlag durch einen Tauchspulenstrom I_z kompensiert. Hat der Vektor \vec{Y}^*P^* die 1-Koordinate \tilde{z}_1^* , so ändert sich beim Auflegen der Masse das Moment M_3 um $m_e g \tilde{z}_1^*$. Aus der Gleichgewichtsbedingung $\tilde{M}_3 = 0$ erhält man dann mit (14) und (16)

$$(102) \quad G_S = \frac{m_e g \tilde{z}_1^*}{I_z}.$$

Mit Hilfe von (102) konnte die elektrodynamische Konstante nach Abbau des Wandler-Kondensators (s. Kap. 9) für Gleichgewichtslagen von $\pm 2 \text{ mm}$ um die Ausgangslage des Massenmittelpunktes bestimmt werden.

Dies wurde für verschiedene Eintauchtiefen der Spule in der Ausgangslage wiederholt. Es ergab sich, daß sich die elektrodynamische Konstante nur um $\pm 0,5 \%$ änderte, wenn der Rand der 15 mm breiten Wicklung der Spule etwa 4 mm über die Oberkante des Magnetsystems hinausragt.

Die Spule hat eine Wickelraumtiefe von 1,6 mm und einen mittleren Durchmesser von 40,4 mm. Bei der Spule (Nr. 91) war eine Wicklung mit $w_s = 2400$ Windungen aus Kupfer-

draht von 0,08 mm \varnothing aufgebracht. Es ergab sich $G_s = 5,28$ Vs. Aus (15) erhält man dann die mittlere Induktion über die gesamte Wickelraumbreite zu

$$(103) \quad \bar{B}_s = 0,289 \text{ Vs/m}^2 .$$

Der Widerstand der Wicklung beträgt $R_s = 1035 \Omega$. Bei voller Ausnutzung des Wickelraumes wird damit die Kurzschlußdämpfung

$$(104) \quad D_{sk}^* = \frac{G_s^2}{2Q \omega_s R_s} = 2,06$$

erreicht, wenn $T_s = 15$ s ist. Damit ist die Forderung (93) gut erfüllt. Die Magnet-systeme sind selbstverständlich nicht alle gleich. Bei den ersten 6 Systemen lagen die elektrodynamischen Konstanten für ähnliche Spulen wie Nr. 91 zwischen 4,2 und 5,3 Vs und die Kurzschlußdämpfungen für $T_s = 15$ s zwischen 1,3 und 2,1.

5. Die Schraubenfeder

5.1. Berechnung der Schraubenfeder

Der Betrag der in R angreifenden Federkraft ist nach (9) und (13)

$$(105) \quad P_F = \kappa_* (L - l_F - l_Z),$$

wobei die Federkonstante durch

$$(106) \quad \kappa_* = \frac{G_F d_F^4}{8D_F^3 i_F}$$

gegeben ist {341}. Darin ist G_F der Gleitmodul des Federmaterials, d_F der Durchmesser des Federdrahtes, D_F der mittlere Durchmesser einer Windung und i_F die Anzahl der Windungen. Ist τ_M die maximal zulässige Schubspannung, so darf die Feder höchstens mit der Kraft

$$(107) \quad P_{FM} = \frac{\pi d_F^3 \tau_M}{8D_F}$$

belastet werden {342}. Damit eine genügende Sicherheit vorhanden ist und die Feder nicht zu große Setzungserscheinungen zeigt, wird zur Federberechnung

$$(108) \quad P_F = \frac{P_{FM}}{f_M}$$

festgelegt, wobei $f_M = 2$ gesetzt wird. Die Größe τ_M bestimmt man aus der Zugfestigkeit σ_B {344} zu

$$(109) \quad \tau_M = 0,45 \sigma_B.$$

Die Federkonstante muß so gewählt sein, daß die Gleichgewichtsbedingung (19) erfüllt ist. Mit $\alpha = \varepsilon$ folgt aus (19) und (105)

$$(110) \quad P_F = \frac{[M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] g L_0}{\tilde{r} \tilde{a} \cos(\varepsilon + \delta)}.$$

Da die Feder mit Vorspannung gewickelt werden muß, um

$$(111) \quad l_F = -l_Z$$

einstellen zu können, liegen im unbelasteten Zustand die Windungen aneinander, und der Abstand zwischen den Drehpunkten ist

$$(112) \quad L_u = i_F d_F + l_Z.$$

Die Kraft, die gerade zum Öffnen der Feder benötigt würde, wenn die lineare Beziehung (105) auch für $L = L_u$ Gültigkeit hätte, ist die sogenannte Vorspannkraft

$$(113) \quad P_0 = \kappa_* (i_F d_F - l_F).$$

Erfahrungsgemäß kann etwa ein Viertel der maximalen Belastung P_{FM} als Vorspannung eingewickelt werden. Es ist also mit (108)

$$(114) \quad P_0 = \frac{P_{FM}}{4} = \frac{f_M}{4} P_F.$$

Der mechanische Empfänger ist so konstruiert, daß $\tilde{r} = \tilde{a}$ ist. Für $\delta = 0$ ist dann

$$(115) \quad L_0 = \tilde{a} \sqrt{2(1 - \sin \varepsilon)} .$$

Damit liegen zur Federberechnung 5 Bedingungsgleichungen vor, und zwar (105), (108), (110), (111), (114). Gesucht sind die sechs Größen d_F , D_F , i_F , P_F , l_F und l_Z . Nach der Konstruktion kann l_Z im Bereich von 11 bis 21 mm eingestellt werden. Es gilt also nach (111) als sechste Bedingung

$$(116) \quad -21 < l_F < -11 \text{ mm} .$$

Um zunächst den Drahtdurchmesser festlegen zu können, wird folgende Betrachtung durchgeführt. Aus (105), (111), (113), (114) folgt

$$(117) \quad i_F d_F = \frac{f_M}{4} L_0 + l_F .$$

Weiterhin ist nach (105), (106), (107), (108), (111), (117)

$$(118) \quad \frac{D_F^2}{d_F^2} = \frac{4G_F}{\pi \tau_M \left(1 + \frac{4l_F}{f_M L_0}\right)} .$$

Nunmehr erhält man aus (107), (108), (110), (118):

$$(119) \quad d_F^2 = \frac{16f_M [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] g L_0}{\pi \tau_M \tilde{r} \tilde{a} \cos \varepsilon} \sqrt{\frac{G_F}{\pi \tau_M \left(1 + \frac{4l_F}{f_M L_0}\right)}} .$$

Da für l_F nach (116) gewisse Grenzen vorgegeben sind, resultieren aus (119) auch gewisse Grenzen für d_F . Man kann daher einen für die Drahtfertigung geeigneten Wert vorgeben. Ist dies erfolgt, so berechnet man D_F aus (107), (108), (110) zu

$$(120) \quad D_F = \frac{\pi \tau_M d_F^3 \tilde{r} \tilde{a} \cos \varepsilon}{8f_M [M \tilde{z}'_1(0) + m \tilde{r}'_1(0)] g L_0} .$$

Aus (117), (118) folgt dann

$$(121) \quad i_F = \frac{f_M G_F d_F L_0}{\pi \tau_M D_F^2} ,$$

$$(122) \quad l_F = i_F d_F - \frac{f_M}{4} L_0 .$$

Mit $\tilde{z}' = \tilde{a} = \tilde{r}$ und $f_M = 2$ folgt aus (119) bei Vernachlässigung der Federmasse m

$$(123) \quad d_F^2 = \frac{32M g}{\pi \tau_M} \sqrt{\frac{2G_F (1 - \sin \varepsilon)}{\pi \tau_M \left(1 + \frac{2l_F}{L_0}\right)}} .$$

und aus (120)

$$(124) \quad D_F = \frac{\pi \tau_M d_F^3}{16M g \sqrt{2(1 - \sin \varepsilon)}} .$$

Mit $M = 0,828 \text{ kg}$, $G_F = 72 \text{ GPa}$, $\tau_M = 600 \text{ MPa}$ sowie $L_0 = 80,6 \text{ mm}$ folgt aus (123), daß d_F in den Grenzen $0,78$ bis $0,86 \text{ mm}$ liegen muß. Es wurde $d_F = 0,8 \text{ mm}$ gewählt, und es folgt dann $D_F = 12,3 \text{ mm}$, $i_F = 32,5$ sowie $l_F = -14,3 \text{ mm}$. Weiterhin ergibt sich mit (110), (108) $P_F = 4,92 \text{ N}$ und $\kappa_* = 61,07 \text{ N/m}$.

Der Frequenzbereich eines mechanischen Empfängers mit Schraubenfederaufhängung wird nach oben durch ihre erste Oberschwingung begrenzt. Nach {372} ist diese Frequenz annähernd durch

$$(125) \quad f_F = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\kappa_*}{m_*}}$$

gegeben. Wenn ρ_F die Dichte des Federmaterials ist, gilt

$$(126) \quad m_* = \frac{\rho_F \pi^2 d_F^2 D_F i_F}{4}$$

Aus (125) folgt dann mit (106) und (121)

$$(127) \quad f_0 = \frac{\tau_M}{f_M L_0} \sqrt{\frac{1}{2G_F \rho_F}}$$

Man erkennt daraus, daß diese Eigenfrequenz im wesentlichen nur von der Federlänge abhängt. Das ist ein weiterer Grund, den mechanischen Empfänger möglichst klein zu bauen. Ferner ist auch die Anordnung mit schräggestelltem Gehänge von Vorteil, da sie eine kleinere Federlänge als der übliche Vertikalseismograph benötigt. Mit den oben gegebenen Materialparametern des Federmaterials und $\rho_F = 8,2 \text{ g cm}^{-3}$ sowie $f_M = 2$ folgt aus (127)

$$(128) \quad f_0 = \frac{432}{L_0}$$

Für $L_0 = 80,6 \text{ mm}$ ist dann mit einer Frequenz der ersten Oberschwingung von $f_0 \approx 53 \text{ Hz}$ zu rechnen. Diese liegt weit außerhalb des nach Kap. 1 zu erfassenden Frequenzbereichs.

5.2. Prüfung der Schraubenfeder

In den Abschnitten 3.4. und 3.7. wurde gefordert, daß der gehängefeste Federangriffspunkt R und der Massenmittelpunkt P' zusammenfallen sollen und der gestellfeste Federangriffspunkt A nur horizontal zur Einstellung des Winkels δ , d.h. der Eigenperiode, verschoben werden kann. Es wird ferner $\tilde{r} = \tilde{a}$ gewählt, weil das Trägheitsmoment dann nur wenig vom Ausschlag abhängt {270}. Damit ist die Federlänge L festgelegt: Sie beträgt genau $L = 80,6 \text{ mm}$. Die Feder muß zur Erfüllung der Gleichgewichtsbedingung genau die Kraft (110) liefern, das sind $P_F = 4,92 \text{ N}$. Da man bei der Federfertigung gewisse Toleranzen zulassen muß, erzielt man unter der Bedingung (111) die richtige Federkraft bei gegebener Federlänge durch Veränderung der Federkonstante. Um dies durch Variation der Windungszahl zu erreichen, werden an die Feder nicht wie üblich Ösen angebogen, sondern die Feder wird auf die Zusatzstücke mit den Längen l_A und l_R aufgeschraubt. l_R hat die konstante Länge $l_R = 4 \text{ mm}$, während l_A von 7 bis 17 mm veränderlich ist, so daß l_F in den Grenzen von (116) liegen kann. Aus (105)

folgt für die Federkonstante

$$(129) \quad \kappa_* = 61,07 \text{ N/m} .$$

Um zu prüfen, ob eine fertige Feder zum Einbau in den mechanischen Empfänger geeignet ist, stellt man die Windungszahl auf beispielsweise $i'_F = 33$ ein und nimmt das Belastungs-Dehnungs-Diagramm

$$(130) \quad P_F = \kappa'_*(\Lambda - l'_F)$$

auf, wobei

$$(131) \quad \Lambda = L - l_Z$$

die freie Federlänge ist. κ'_* und l'_F sind die Federkonstante und die Vorspannlänge bei i'_F Windungen. Die Windungszahl muß nun so geändert werden, daß die Federkonstante den Wert (129) erreicht. Nach (106) muß also

$$(132) \quad i_F = i'_F \frac{\kappa'_*}{\kappa_*}$$

sein. Nimmt man an, daß die Vorspannlänge l_F proportional der Windungszahl ist, d.h. jede Windung gleichmäßig zur Vorspannung beiträgt, so hat die Feder nach Änderung der Windungszahl die Vorspannlänge

$$(133) \quad l_F = \frac{i_F}{i'_F} l'_F = \frac{\kappa'_*}{\kappa_*} l'_F .$$

Die Feder ist zum Einbau in den mechanischen Empfänger geeignet, wenn l_F in den Grenzen (116) liegt, also

$$(134) \quad -21 < \frac{\kappa'_* l'_F}{61,07} < -11 \text{ mm}$$

ist.

Die Aufnahme des Belastungs-Dehnungs-Diagramms erfolgt am besten für Belastungen der Feder mit Massen von 250 bis 550 g in Schritten von 50 g. Ein Beispiel dazu gibt Abb. 5.

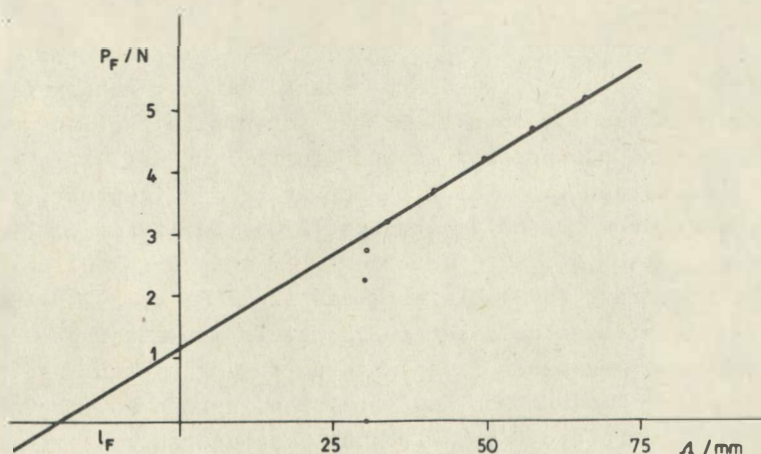


Abb. 5 Belastungs-Dehnungs-Diagramm der Schraubenfeder

Hier ist bereits der Abgleich auf die richtige Federkonstante mit 37 Windungen vorgenommen. Die Federkonstante und die Vorspannlänge l_F kann man aus dem Diagramm entnehmen, indem man den geraden Teil über die Abszisse hinaus verlängert. Es ist aber zu empfehlen, die Unbekannten κ_* und l_F in (130) durch eine Ausgleichsrechnung mit Hilfe von Werten des geraden Teiles zu bestimmen. Für die Feder in Abb. 5 ergab sich

$$(135) \quad \kappa_* = 61,2 \text{ N/m} ,$$

$$(136) \quad l_F = -18,8 \text{ mm} .$$

Die Feder ist damit für den Einbau geeignet.

Das Temperaturverhalten der Feder wurde nur im eingebauten Zustand geprüft, da, wie in Abschnitt 3.3. gezeigt, auch die Ausdehnungskoeffizienten anderer Teile von Einfluß sein können [20]. Setzt man

$$(137) \quad \alpha_{\text{seis}} = \frac{d\kappa_*}{\kappa_* d\vartheta} + \alpha_2 - (\alpha_2 - \alpha_4) \frac{l_Z}{L_0} ,$$

so ist nach (76) der Gehängeausschlag bei einer Temperaturänderung $d\vartheta$ und $F = 1$, also für den mechanischen Empfänger ohne elektronische Stabilisierung:

$$(138) \quad d\eta^* = \alpha_{\text{seis}} \bar{N}^2 \cos \varepsilon d\vartheta .$$

Der Winkelausschlag $d\eta^*$ wird mit Hilfe eines Lichtzeigers gemessen, wozu vorübergehend in der Nähe der Drehachse des Gehänges ein Spiegel angebracht wird. Es wurden die Lufttemperatur in der Umgebung der Feder und die Temperatur des Gestells des mechanischen Empfängers gemessen, damit man beurteilen konnte, ob die Federtemperatur auch der Umgebungstemperatur gefolgt ist.

Als Federmaterial wird wie beim VSJ-I Aurolast verwendet [15]. Bei der ersten Federreihe mit einer Legierung, die 6 % Cr enthielt, ergab sich im Mittel

$$(139) \quad \alpha_{\text{seis}} = -1,1 \cdot 10^{-5} .$$

Die Werte der einzelnen Federn weichen von diesem Mittel um $\pm 0,3 \cdot 10^{-5}$ ab. Die Meßgenauigkeit des Verfahrens liegt in der gleichen Größenordnung.

Bei einer Eigenperiode von 15 s ergibt sich nach (138) mit (139) und (151) bei einer Temperaturänderung von 1 °C ein Ausschlag des Massenmittelpunktes von 0,3 mm. Damit bleibt der mechanische Empfänger gerade noch im engeren Arbeitsbereich, auch wenn keine Stabilisierung vorhanden ist. Ein solcher Temperaturkoeffizient ist für den Observatoriumsbetrieb völlig ausreichend.

6. Prüfung des mechanischen Empfängers

6.1. Das Gehänge

Die Konstruktion des mechanischen Empfängers zeigt die Abb. 6 im Schnitt. Eine Photographie ist in Abb. 7 zu sehen.

Die Hauptmasse M des Gehänges ist ein zylinderähnlicher Messingkörper (1), dessen kreisförmige Grundfläche von $36,3 \text{ cm}^2$ einen Durchmesser von $6,8 \text{ cm}$ besitzt. Diese Fläche ist die bewegliche Kondensatorplatte (2) für den elektromechanischen Wandler. Die zweite, gleichgroße Kondensatorplatte (3) ist gegenüber der ersten im Abstand von $1,5 \text{ mm}$ am Gestell isoliert befestigt. An dem bis zum Blattfedergelenk (9) reichenden Träger (14) aus Aluminium ist die Tauchspule (4) angebracht. Diese taucht in den gestellfesten Permanentmagneten (5). In den zylinderähnlichen Messingkörper sind die Zusatzmasse μ (6) mit ihrer Verschiebungseinrichtung sowie die gehängefeste Aufhängung (7) für die Schraubenfeder eingebaut. Der Mittelpunkt des Messingkörpers hat von der Drehachse (9) einen Abstand von 140 mm . Obwohl der Motor M für die Verschiebungseinrichtung in größerer Entfernung von der Drehachse angebracht wurde und die Masse des Trägers und der Tauchspule gering gehalten wurde, fällt der Massenmittelpunkt des Gehänges, P' , nicht ganz mit dem Mittelpunkt des Messingkörpers zusammen.

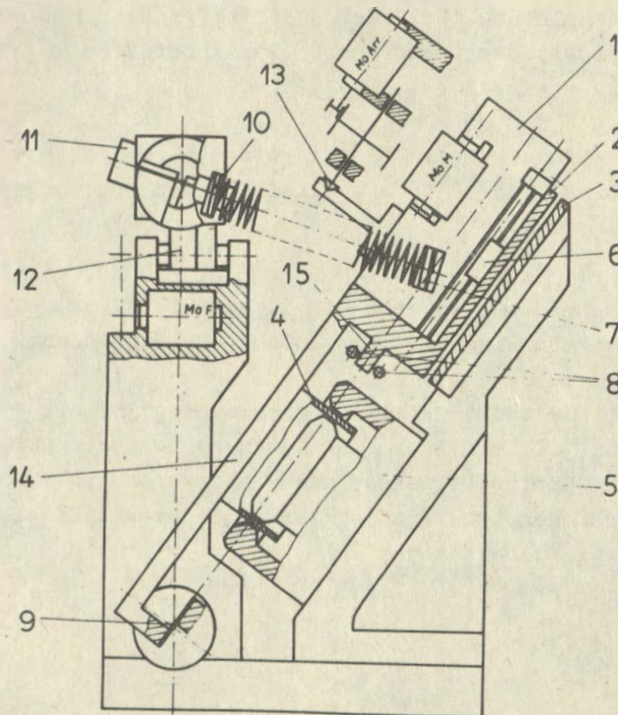


Abb. 6 Seitenansicht des mechanischen Empfängers (schematisch)

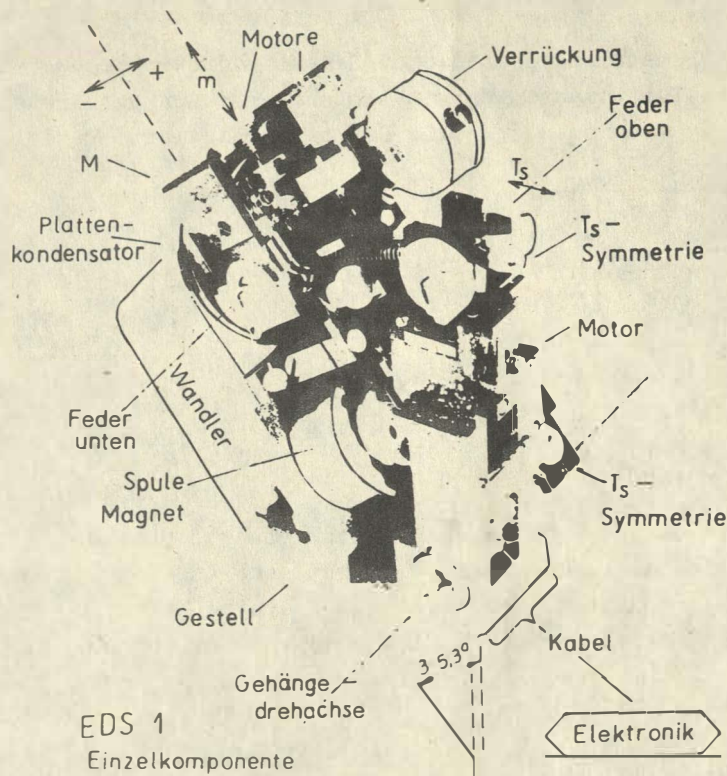


Abb. 7 Einzelkomponente EDS 1

Nach Abschnitt 3.4. wird der Anstellwinkel der Blattfedern im wesentlichen durch die Lage des Massenmittelpunktes P' und des Federangriffspunktes R bestimmt. Aus (44) entnimmt man, daß die Abweichung des Anstellwinkels vom Sollwert unter $0,5^\circ$ liegt, wenn der Abstand $P'R$ kleiner als 1 mm ist. Es gilt daher, die Lage des Massenmittelpunktes mit dieser Genauigkeit festzulegen. Das ist relativ einfach zu erreichen, indem man das Gehänge auf eine Schneide setzt und es so lange verschiebt, bis es sich in einem (labilen) Gleichgewicht befindet. Bei einem Versuchsmuster, dessen Federangriffspunkt einen Abstand von 133 mm zur Drehachse besaß, wurde durch zwei zusätzliche Massen in der Nähe des Motors M erreicht, daß P' und R zusammenfallen. Bei diesen Prüfungen war die Schraubenfeder ausgebaut, das Gelenk für ihre Aufhängung und das Zusatzstück der Länge l_R aber eingebaut. Diese Teile sind auch in dem Gehängegewicht $M = 828$ g enthalten.

Die Bestimmung der Lage des Massenmittelpunktes kann auch gleichzeitig mit der Bestimmung der reduzierten Pendellänge \bar{l} und des Trägheitsmomentes Q erfolgen. Dazu wird das Gehänge so aufgehängt, daß der Schwerpunkt unter der Drehachse liegt. Aus der Schwingungsdauer dieser Anordnung T_{90} kann die reduzierte Pendellänge l' des starren Gehängeteils \mathcal{G}' berechnet werden:

$$(140) \quad l' = \frac{g}{4\pi^2} T_{90}^2 .$$

Das Trägheitsmoment

$$(141) \quad Q = M \tilde{z}' l'$$

wird mit Hilfe von Zusatzmassen einfacher Gestalt, die an das Gehänge angesetzt werden, bestimmt. Wird eine Zusatzmasse m_z im Abstand r_z von der Drehachse angebracht, so erhöht sich das Trägheitsmoment um ΔQ . Die neue reduzierte Pendellänge ist dann

$$(142) \quad l'' = - \frac{Q + \Delta Q}{M \tilde{z}' + m_z r_z}$$

Mit (141) erhält man daraus

$$(143) \quad Q = \frac{\Delta Q - m_z r_z l''}{l'' - l'} l'$$

und

$$(144) \quad M \tilde{z}' = \frac{\Delta Q - m_z r_z l''}{l'' - l'}$$

Aus (144) kann bei bekanntem M auch der Schwerpunktsabstand \tilde{z}' von der Drehachse berechnet werden. Zur Bestimmung von Q wurde eine Zusatzmasse in Form eines rechtwinkligen Parallelepipeds verwendet. Sie hatte eine Masse $m_z = 291 \text{ g}$ und einen Querschnitt ($10 \times 22 \text{ mm}^2$) bei einer Länge von 160 mm . Damit ist

$$(145) \quad \Delta Q = m_z (r_z^2 + 0,487) \text{ g cm}^2$$

Die Zusatzmasse wird auf den am zylinderähnlichen Messingkörper befindlichen Stift (15), der zur Ausschlagbegrenzung dient, aufgesetzt. Durch diese Zusatzmasse ist eine Änderung der reduzierten Pendellänge $l'' - l' \approx 9 \text{ mm}$ zu erwarten. Damit \tilde{z}' nach (144) auf etwa 1 mm , d.h. 1% , genau bestimmt werden kann, muß die Differenz $l'' - l'$ auf 1% genau bekannt sein. Die reduzierte Pendellänge und auch der Abstand r_z müssen daher auf $0,1 \text{ mm}$ genau gemessen werden.

Mit einer Aufhängung an Blattfedern konnte das nicht erreicht werden. Trotz sorgfältiger Versuchsdurchführung ergaben sich beim Vergleich mit der zuerst beschriebenen Methode Fehler von etwa 3 mm für \tilde{z}' . Es wurde daher an Stelle der Blattfederaufhängung in der Nähe der wahren Drehachse eine Achatplatte angebracht. Die Masse dieser Platte entsprach genau der abgebauten Blattfederaufhängung. Allerdings lag beim Aufsetzen auf eine Achatschneide die neue Drehachse um $\Delta z_a = 17,9 \text{ mm}$ unter der wahren. Es ist daher eine Korrekturrechnung erforderlich. Ist Q_M das Trägheitsmoment um eine zur Drehachse parallele Achse durch den Massenmittelpunkt, so ist das gesuchte Trägheitsmoment Q um die wahre Achse

$$(146) \quad Q = M \tilde{z}' l' = M \tilde{z}'^2 + Q_M$$

und das Trägheitsmoment bei Schwingungen um die Achatschneide

$$(147) \quad Q_A = M \tilde{z}'_a l'_a = M \tilde{z}'_a^2 + Q_M$$

Dabei ist \tilde{z}'_a der Abstand des Massenmittelpunktes von der Achatschneide und l'_a die reduzierte Pendellänge der Meßanordnung. Beide werden wie oben beschrieben bestimmt. Die entsprechenden Werte für die wahre Drehachse erhält man aus

$$(148) \quad \tilde{z}' = \tilde{z}'_a + \Delta z_a$$

und

$$(149) \quad l' = \frac{\tilde{z}'^2 - \tilde{z}'_a{}^2}{\tilde{z}'} + \frac{\tilde{z}'_a}{\tilde{z}'} l'_a .$$

(149) ergibt sich aus (146) und (147).

Das Ergebnis der Versuchsdurchführung war $l'_a = 127,498 \text{ mm}$ und $l'_a - l''_a = 9,001 \text{ mm}$, wobei $r_z = 83,1 \text{ mm}$. Daraus folgt $\tilde{z}'_a = 116,2 \text{ mm}$, $\tilde{z}' = 134,0 \text{ mm}$, $l' = 143,9 \text{ mm}$, $Q = 1,553 \cdot 10^5 \text{ g cm}^2$ und $M \tilde{z}' = 1,08 \cdot 10^4 \text{ g cm}$.

Jetzt unterscheiden sich die nach verschiedenen Methoden gefundenen Werte für \tilde{z}' nur um 1 mm. Da die Masse der Schraubenfeder gering ist ($m_* \approx 5 \text{ g}$), kann man ihren Einfluß auf die reduzierte Pendellänge vernachlässigen und

$$(150) \quad \bar{l} = l'$$

setzen. Nach {386} liegt die Korrektur bei etwa 1 ‰.

Um eine Eigenperiode von $T_g = 15 \text{ s}$ zu erreichen, muß nach (64) und (65)

$$(151) \quad \bar{N}^2 = 389$$

sein.

Die Ausschläge des Gehänges werden dadurch begrenzt, daß der an der zylinderförmigen Masse befindliche Stift (15) sich nur zwischen zwei weiteren gestellfesten Stiften (8) bewegen kann. Deren Durchmesser wird so gewählt, daß der Massenmittelpunkt ein freies Spiel von $\pm 1 \text{ mm}$ besitzt. Wegen der kreisförmigen Bewegung von P' beträgt der Ausschlag an der am weitesten von der Drehachse entfernten Stelle des Kondensators $\pm 1,3 \text{ mm}$. Sie kann daher nicht mit der festen Kondensatorplatte zusammenstoßen. Die Arretierung des Gehänges beim Transport erfolgt durch Aufschrauben eines Aluminiumstückes mit je zwei Schrauben an Gehänge und Gestell.

6.2. Einflüsse auf die Eigenperiode des mechanischen Empfängers

Beim Zusammenbau und der Justierung des mechanischen Empfängers ist besonders auf einwandfreie Klemmung der Blattfedern in den Gelenken zu achten. Diese Gelenke sind nach einem neuen Konstruktionsprinzip gebaut [28]. Die paarig angeordneten Blattfedern sind durch einen Bolzen verbunden, der sich in einer nur wenig größeren gestellfesten Hülse befindet. Damit wird der Gefahr vorgebeugt, daß bei einem eventuellen Bruch einer Blattfeder auch andere Teile des mechanischen Empfängers beschädigt werden. Die Klembacken der Federn dürfen nicht gegeneinander versetzt sein, damit bei der Drehbewegung nach oben und unten nicht verschiedene Endpunkte entstehen und sich die Drehachse sprunghaft verlagert.

Die Blattfedern dürfen nicht Knicke aufweisen und müssen spannungsfrei eingebaut sein. Auf ein reibungsfreies Spiel in der Hülse ist zu achten. Schlechte Justierung oder gar Beschädigungen der Federn haben Nichtlinearitäten der Eigenperiode oder anormale offene Dämpfungen zur Folge. Diese Prüfungen sind daher sorgfältig auszuführen [6].

Die Prüfung des mechanischen Empfängers erfolgt am besten auf einer Grundplatte, die mit drei Fußschrauben horizontalisiert werden kann. Am unteren Drehgelenk wird ein Spiegel befestigt und mit Hilfe eines Lichtzeigers die Gehäusbewegung beobachtet bzw. auf Film registriert. Zunächst wird die kleine Zusatzmasse μ in Mittelstellung gebracht und durch Verschiebung des Federangriffspunktes A die Gleichgewichtslage hergestellt. Diese Verschiebungen werden mit Hilfe der beiden Kleinmotore Mo M und Mo F ausgeführt. Schwingt der mechanische Empfänger nicht mit der gewünschten Eigenperiode, ist die Schraubenfeder zu verlängern, wenn T_s größer werden soll. Im umgekehrten Fall ist die Schraubenfeder zu verkürzen. Beides geschieht durch Ab- bzw. Aufschrauben der Feder am oberen Zusatzstück (10) (Abb. 6). Die Gleichgewichtslage wird danach durch Verschieben des Punktes A oder auch durch Veränderung der Vorspannlänge l_A eingestellt. Letzteres sollte möglichst nicht vorgenommen werden, da nur bei kompensierter Vorspannung Nichtlinearitäten vermieden werden. Im folgenden wird gezeigt, daß Änderungen der Vorspannlänge bis zu 3 mm ohne großen Einfluß sind.

Die Eigenperiode des mechanischen Empfängers sollte im Idealfall unabhängig von der Gleichgewichtslage sein. Das ist aber auch theoretisch nur annähernd zu erreichen. Nach (23) verschwindet die 2. Ableitung des Momentes M_3 , wenn die Vorspannlänge l_F durch die Satzlänge l_Z genau kompensiert ist. Nach der allgemeinen Formel (61) ist

$$(152) \quad \omega_s^2(\eta) = -\frac{1}{Q(\eta)} \left[\frac{\partial M_3(0)}{\partial \eta} + \frac{\partial^2 M_3(0)}{\partial \eta^2} \eta + \dots \right].$$

Mit (21) und (22) wird daraus

$$(153) \quad \omega_s^2(\eta) = \omega_s^2(0) \left\{ 1 - \eta \frac{3(l_F + l_Z) N^2 \tilde{r} \tilde{\alpha}}{L_0^2 (L_0 - l_F - l_Z)} \left[\sin(\alpha + \delta) - \frac{\tilde{r} \tilde{\alpha} \cos^2(\alpha + \delta)}{L_0^2} \right] \right\}.$$

Für $\tilde{r} = \tilde{\alpha}$ ist

$$(154) \quad L_0 = \tilde{\alpha} \sqrt{2[1 - \sin(\alpha + \delta)]}.$$

Damit folgt aus (153) für die Eigenperiode

$$(155) \quad T_s(\eta) = T_s(0) \left[1 - \frac{3(l_F + l_Z) N^2 \cos \epsilon}{8(L_0 - l_F - l_Z)} \eta \right].$$

Aus (155) ergibt sich bei $T_s = 15$ s und einer Auslenkung des Maßstabes um 1 mm eine Eigenperiodenänderung von 2 %, wenn $|l_F + l_Z| = 3$ mm ist. Eine so große Fehljustierung wird aber kaum vorliegen. Die bei den ersten Versuchen festgestellte Nichtlinearitäten konnten durch eine ungenaue Kompensation der Vorspannlänge nicht erklärt werden. Es zeigte sich aber, daß der Anstellwinkel ν der Blattfedern einen wesentlichen Einfluß auf die Linearität der Eigenperiode besitzt. Es wurde daher im Drehgelenk eine Verstelleinrichtung (Abb. 7) angebracht, die mit Hilfe einer Mikrometerschraube definierte Verdrehungen von etwa 2' gestattet (entsprechend einem Skalenwert von 1/100 mm).

Verdrehungen unter $20'$ sind meistens ausreichend, um " T_s -Symmetrie" zu erreichen. Falls wesentlich größere notwendig erscheinen, sind wahrscheinlich die Blattfedern beschädigt [6].

Die Änderung der Eigenperiode nach Justierung der Schraubenfeder geschieht am besten durch Verstellung des Federangriffspunktes A um einen kleinen Betrag. Anschließend wird die Nulllage des Gehänges durch Verschiebung der Zusatzmasse μ wiederhergestellt. Die Zusatzmasse wiegt $\mu = 8,66$ g und ist maximal um $|dz''| = 33$ mm verstellbar. Bei einer Eigenperiode von $T_s = 12,5$ s ($\bar{N}^2 = 270$) ergibt sich aus (92) eine Periodenänderung von $dT_s \approx 5$ s. Die Eigenperiode ist somit von 10 bis 15 s ohne Federnachjustierung regelbar, falls $T_s = 12,5$ s bei μ in Mittelstellung erreicht wurde. Das konnte auch experimentell bestätigt werden [6]. Abb. 8 zeigt die Abhängigkeit der Eigenperiode T_s von der Gleichgewichtslage und der Stellung der Zusatzmasse μ . Bei diesen Versuchen war die gestellfeste Kondensatorplatte ausgebaut, um einen größeren Bereich überstreichen zu können. Durch Nachjustierung der Blattfedern kann auch bei den großen Perioden eine noch bessere Symmetrie erreicht werden.

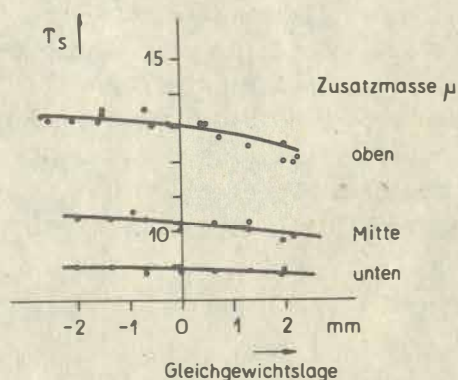


Abb. 8 Eigenperiode in Abhängigkeit von der Gleichgewichtslage und der Stellung der Zusatzmasse

Der Einfluß der Blattfedern auf die Eigenperiode kann in gleicher Weise wie in [11] theoretisch behandelt werden. Ohne diese analog verlaufende, aber doch langwierige Rechnung hier in den einzelnen Schritten wiederzugeben, sei nur das Ergebnis mitgeteilt. Der Periodenverlängerungsfaktor \bar{N} hat dann nicht die einfache Gestalt (67), sondern enthält auch Glieder, die von den Abmessungen der Blattfedern bestimmt werden. Betrachten wir wie in [11] nur den Einfluß der Blattfedern im unteren Drehgelenk, so ergibt sich mit $\tilde{z}' = \tilde{r} = \tilde{a}$:

$$(156) \quad \bar{N}^{-2} = \frac{\sin \delta}{\cos(\delta + \varepsilon)} + \frac{\lambda \cos \varepsilon}{\tilde{z}'} \left[\frac{1}{2p \sinh 2p} + (1 - q) \left(1 - \frac{\tilde{z}'}{l} \sin \varepsilon \right) \frac{\tilde{z}'}{l} \sin \varepsilon \right].$$

Dabei ist

$$(157) \quad q = \frac{\tanh p}{p},$$

$$(158) \quad p = \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{M g}{J}},$$

$$(159) \quad J = \frac{E b d^3}{12},$$

wenn E der Elastizitätsmodul des Federmaterials, $b/2$ die Breite, d die Dicke und λ die freie Länge der Blattfedern ist. Setzt man $E = 20,6$ Pa, so ergibt sich für ein Blattfedernpaar $b = 12$ mm, $\lambda = 2$ mm nach (156):

$$(160) \quad \bar{N}^{-2} = \frac{\sin \delta}{\cos(\delta + \varepsilon)} + 3,37 \cdot 10^{-3},$$

wenn $d = 0,03 \text{ mm}$, und

$$(161) \quad \bar{N}^{-2} = \frac{\sin \delta}{\cos(\delta + \varepsilon)} + 1,72 \cdot 10^{-2},$$

wenn $d = 0,05 \text{ mm}$ ist. Daraus folgt, daß bei Eigenperioden von $T_g = 15 \text{ s}$ ($\bar{N}^{-2} = 2,57 \cdot 10^{-3}$) schon negative δ benötigt werden.

Um den Einfluß der Blattfedern zu demonstrieren [6], wurde ein Gerät mit $0,03 \text{ mm}$ starken Blattfedern auf eine Eigenperiode von $T_g = 13 \text{ s}$ eingestellt. Anschließend wurden nur die Blattfedern gegen $0,05 \text{ mm}$ starke gewechselt. Wie in Abb. 9 zu sehen ist, geht die Eigenperiode auf ca. 6 s zurück. Aus (160) und (161) würde sich ein Rückgang auf $7,1 \text{ s}$ ergeben, wenn δ als gleich für beide Versuche angenommen wird. Man erkennt, daß die Blattfedern von $0,05 \text{ mm}$ Stärke schon einen erheblichen Einfluß auf die Eigenperiode besitzen, und es werden daher nur $0,03 \text{ mm}$ starke verwendet.

Die Untersuchung des vollständigen mechanischen Empfängers ergab, daß die sich nahe gegenüberstehenden Kondensatorplatten die offene Dämpfung merklich beeinflussen [6]. Abb. 10 zeigt die Abhängigkeit der offenen Dämpfung von der Gleichgewichtslage bei einer Eigenperiode von 10 s . Die Kondensatorplatten haben oberhalb von 0 noch keinen Einfluß. Erst wenn der Abstand der Kondensatorplatten kleiner als 1 mm wird, erhöht sich die Dämpfung. Es wurde daher die gestellfeste Kondensatorplatte in der Nähe ihrer Mitte viermal durchbohrt, so daß die offene Dämpfung im Arbeitsbereich $\pm 0,3 \text{ mm}$ unter $0,1$ liegt. Da, wie in Kap. 7 gezeigt wird, wichtige Abstimmungen mit elektronischer Rückkopplung hohe Dämpfungen erfordern, dürfte dieser Einfluß in vielen Anwendungsfällen ohne Belang sein.

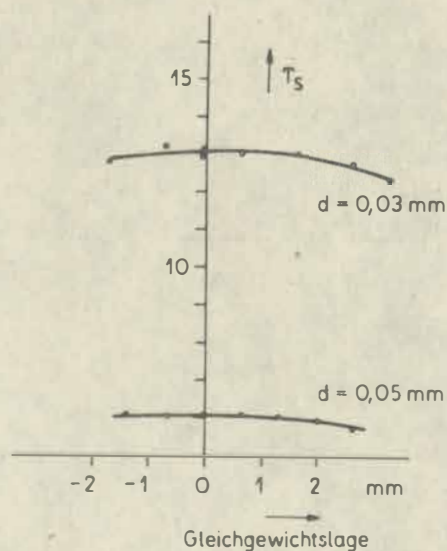


Abb. 9 Einfluß der Blattfederstärke

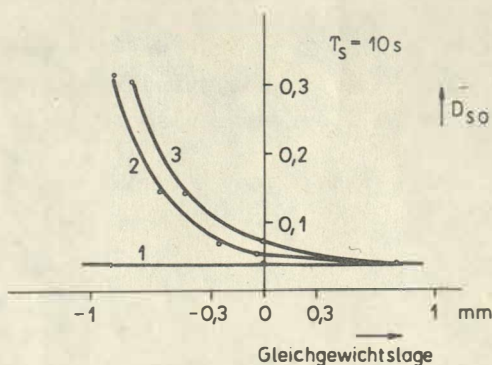


Abb. 10 Einfluß der Kondensatorplatten auf die offene Dämpfung

- 1 - ohne gegenüberstehende Kondensatorplatte
- 2 - gegenüberstehende Kondensatorplatte durchbohrt
- 3 - gegenüberstehende Kondensatorplatte nicht durchbohrt

6.3. Schütteltischversuche

Schütteltischversuche wurden durchgeführt, um die obere Grenze des Arbeitsbereiches festzustellen, bis zu der der mechanische Empfänger gemäß den theoretischen Voraussetzungen arbeitet. In Abschnitt 5.2. war bereits nach (125) die erste Oberschwingung der Schraubenfeder mit 53 Hz berechnet worden. Um den mechanischen Empfänger ohne elektronischen Wandler prüfen zu können, wurde an seine Tauchspule ein Galvanometer H-01 des Geophysikalischen Gerätebaues Brieselang ($T_g = 1,1$ s) gekoppelt. Der mechanische Empfänger war auf eine Eigenperiode von 12 s eingestellt. Die Abstimmung erfolgt nach den bekannten Regeln [18] für elektrodynamische Verrückungsmesser auf eine 1000fache Vergrößerung. Der Seismograph wurde auf einen Horizontalschütteltisch gestellt und die Vergrößerungskurve unter Berücksichtigung der Schrägstellung des Gehänges experimentell bestimmt. Das Ergebnis und den Vergleich mit der theoretischen Kurve zeigt Abb. 11. Man erkennt, daß der mechanische Empfänger bis zu 30 Hz einwandfrei arbeitet. In der Gegend von 50 bis 60 Hz ist auch die erste Oberschwingung der Schraubenfeder zu sehen. Es ist möglich, daß bei 30 Hz diese Oberschwingung bereits durch Oberwellen in der Tischbewegung angeregt wird und so die Abweichungen bei 30 Hz verursacht werden. Der Nachweis des einwandfreien Arbeitens bis 30 Hz reicht aber für seismologische Zwecke völlig aus.

Der arretierte mechanische Empfänger wurde weiterhin einer Schwingfestigkeitsprüfung nach TGL 200-0057 unterzogen. Es sollte dadurch festgestellt werden, wie stark die Blattfedern belastet werden können, für die keine besonderen Arretierungen vorgesehen sind. Das Prüfprogramm begann bei 10 Hz, und bis zu 60 Hz wurde in Schritten von 10 Hz eine konstante Tischamplitude von 0,075 mm, von 60 bis 150 Hz eine konstante Beschleunigung von 1 g eingestellt. Die Prüfdauer war für jede Frequenz 10 Minuten. Diese Prüfung hat der mechanische Empfänger ohne Schaden überstanden. Bei einer Erhöhung der Beschleuni-

gung auf 2 g brachen aber bei einem analogen Programm einzelne Blattfedern. Das geschah bei Frequenzen von 70 und 80 Hz. Hier treten sehr kräftige Längs- und Querschwingungen der Schraubenfeder auf. Der mechanische Empfänger erfüllt damit fast die Bedingungen, die an tragbare Laborgeräte für gelegentlichen Standortwechsel zu stellen sind. Das ist mehr, als für einen Seismographen im Observatoriumsbetrieb zu fordern ist.

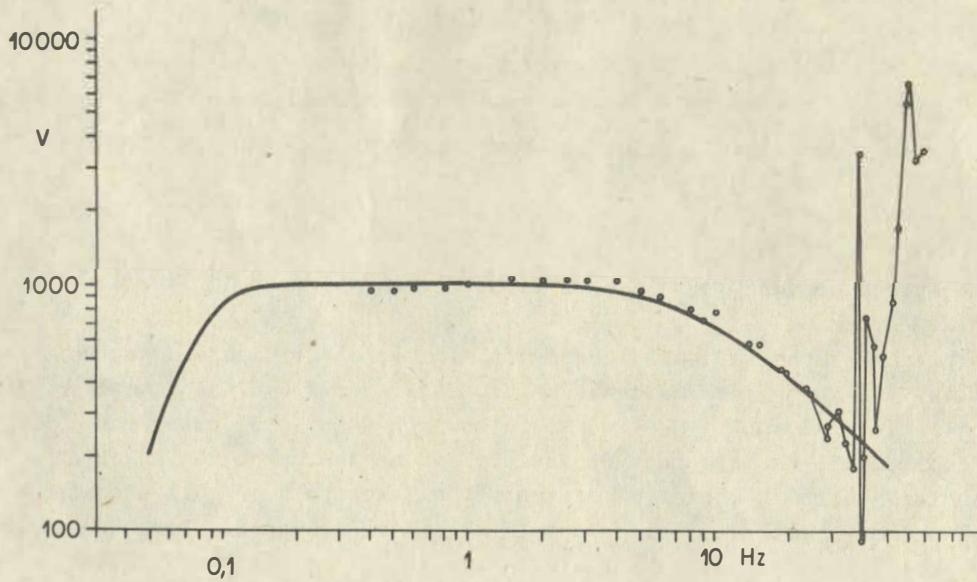


Abb. 11 Schütteltischeichung

7. Zur Theorie der Rückkopplung

7.1. Der Einfluß eines stabilisierenden Tiefpasses

Nimmt man in Erweiterung der Betrachtungen des Abschnittes 3.5. an [19], daß in den Rückkopplungszweig 3 Filter F_1 , F_2 und F_3 eingeschaltet sind (s. Abb. 3), so lautet gemäß (63) die Übertragungsfunktion des Systems

$$(162) \quad U = \frac{s^2}{s^2 + 2D_s^* \omega_s s + \omega_s^2 + k(F_1 + F_2 + F_3)}$$

Es wurde auch bereits in Abschnitt 3.6. gezeigt, daß durch einen Tiefpaß

$$(163) \quad F_1 = \frac{\beta_1 \omega_T}{s + \omega_T}$$

eine Stabilisierung des mechanischen Empfängers erreicht wird. Der Seismograph verhält sich bei großen Perioden wie ein mechanischer Empfänger mit der Eigenfrequenz

$$(164) \quad \omega'_s = \sqrt{F} \omega_s,$$

wobei der Stabilisierungsfaktor F durch (73) definiert wurde. Für kurze Perioden ($s \rightarrow \infty$) verhält sich der Seismograph gemäß (162) wie ein Verrückungsmesser.

Eine möglichst große Bandbreite erhält man, wenn man die Forderungen von STEWART [16] nach einer maximal geebneten Amplitudencharakteristik verwendet. Danach wird das Quadrat der Amplitudencharakteristik in eine TAYLOR-Reihe an der Stelle $\omega = 0$ entwickelt, und es werden so weit wie möglich die ersten Ableitungen gleich Null gesetzt. Die Eckfrequenz der Charakteristik nach (162) mit (163) ergibt sich für $F \gg 1$ zu

$$(165) \quad \omega_E = \frac{\omega_s}{\sqrt{2}},$$

ferner führt die Forderung nach maximaler Ebnung der Charakteristik zu

$$(166) \quad \omega_T = \frac{\omega_s}{2\sqrt{2F}},$$

$$(167) \quad D_s^* = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Das sind die bereits von SUTTON & LATHAM [17] gegebenen Vorschriften. Man erhält oberhalb ω_E verrückungsproportionale Aufzeichnungen. Für $\omega < \omega_E$ fällt die Charakteristik sofort mit ω^3 ab (Abb. 12). Für $\omega < \omega_T$ tritt der gleiche Stabilisierungseffekt wie oben auf. Der Zusammenhang (166) zwischen ω_T und F ist eine versteckte Stabilitätsbedingung, denn eine Erhöhung der hier negativen Rückkopplung erfordert eine Herabsetzung der Eckfrequenz des Tiefpasses (s. Abschnitt 11.1.).

Die Rückkopplung mit einem Tiefpaß 2. Ordnung wurde von UNTERREITMEIER [26] untersucht. Es ergibt sich auch hier eine Stabilisierung, allerdings keine gleichzeitige Erweiterung der Bandbreite bei gleichbleibender Vergrößerung. Man kann aber unterhalb der Eigenperiode des mechanischen Empfängers eine Anhebung erzeugen. Für Breitbandseismographen wird daher diese Filterung kaum Anwendung finden.

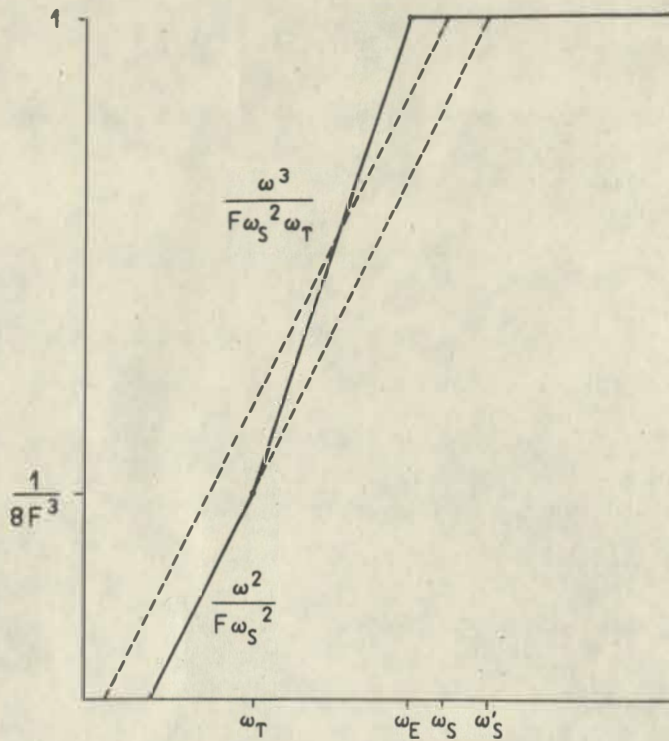


Abb. 12 Stabilisierung durch Tiefpaß 1. Ordnung

7.2. Die Hochpässe zur Erzeugung einer verrückungsproportionalen Charakteristik

Wesentliche Änderungen der Charakteristiken kann man durch Hochpässe im Rückkopplungszweig erreichen, und zwar durch solche sowohl 1. als auch 2. Ordnung. Es werden folgende Filter eingesetzt:

$$(168) \quad F_2 = \frac{s \beta_2 \omega_h}{s + \omega_h},$$

$$(169) \quad F_3 = \frac{s^2 \beta_3 \omega_H^2}{s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2}.$$

Der Ansatz von (169) ist allgemeiner als bei PLESINGER [14], der zwei Hochpässe 1. Ordnung hintereinanderschaltet. Dies bedingt $\alpha_H \geq 1$.

Wie man aus der allgemeinen Gleichung (162) entnimmt, wird bei hohen Eckfrequenzen der Hochpässe durch einen Hochpaß 1. Ordnung die Dämpfung erhöht. Damit kann man bekanntlich eine geschwindigkeitsproportionale Charakteristik erzeugen. Ein Hochpaß 2. Ordnung bewirkt eine Erhöhung des Trägheitsmomentes. Das bedeutet eine scheinbare Verlängerung der Eigenperiode und damit eine Verbreiterung des Bandes, in dem der Seismograph die Bodenverrückung registriert. Die Erhöhung des Trägheitsmomentes fordert

aber stärkere Dämpfungskräfte, die mit dem vorhandenen Tauchspulsystem oft nicht erreicht werden können. Es wird daher zusätzlich ein Hochpaß 1. Ordnung eingesetzt werden müssen. Da auch die Vorteile der Stabilisierung durch einen Tiefpaß genutzt werden sollen, wird im folgenden der gleichzeitige Einsatz aller drei Filter untersucht. Die vollständige Form der Übertragungsfunktion lautet nach (162) mit (163), (168) und (169)

$$(170) \quad U(s) = s^2(s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2)(s + \omega_h)(s + \omega_T) \times \\ \times \{s^2(s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2 B)(s + \omega_h)(s + \omega_T) + \\ + 2(D_S \omega_h + D_S^* s)(s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2)(s + \omega_T) s \omega_s + \\ + (\omega_s^2 \omega_T + k \beta_1 \omega_T + \omega_s^2 s) \times (s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2)(s + \omega_h)\}^{-1},$$

wobei

$$(171) \quad D_S = D_S^* + \frac{k \beta_2}{2\omega_s},$$

$$(172) \quad B = 1 + k \beta_3.$$

Man kann (170) wesentlich vereinfachen, wenn

$$(173) \quad (s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2 B) \omega_h \gg 2(D_S - D_S^*) \omega_s (s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2)$$

wird. (173) ist erfüllt, wenn

$$(174) \quad \omega_h \gg 2(D_S - D_S^*) \omega_s$$

ist. In diesem Falle hat ω_h keinen Einfluß auf die Übertragungsfunktion. (170) lautet jetzt

$$(175) \quad U(s) = s^2(s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2)(s + \omega_T) \{s^2(s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2 B)(s + \omega_T) + \\ + 2D_S \omega_s s(s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2)(s + \omega_T) + \\ + (\omega_s^2 \omega_T + k \beta_1 \omega_T + \omega_s^2 s)(s^2 + 2\alpha_H \omega_H s + \omega_H^2)\}^{-1}.$$

Während der Einfluß der Eckfrequenz des Hochpasses 1. Ordnung leicht auszuschalten ist, kann das beim Hochpaß 2. Ordnung nicht geschehen. Bei hohen Frequenzen

$$(176) \quad \omega \gg \omega_s > \omega_T$$

erhält man aus (175) nach dem Übergang $s = i\omega$ für das Quadrat der Amplitudencharakteristik

$$(177) \quad U_H^2(\omega) = \frac{(\omega^2 - \omega_H^2)^2 + 4\alpha_H^2 \omega_H^2 \omega^2}{(\omega^2 - \omega_H^2 B)^2 + 4\alpha_H^2 \omega_H^2 \omega^2}.$$

Man erkennt sofort, daß für

$$(178) \quad \begin{cases} \omega \gg \omega_H & U_H(\omega) = 1, \\ \omega \ll \omega_H & U_H(\omega) = \frac{1}{B} \end{cases}$$

gilt. Durch den Hochpaß 2. Ordnung wird also die Vergrößerung auf $1/B$ herabgesetzt.

Oberhalb ω_H erreicht sie aber den alten Wert 1. Die genauere Untersuchung von (177) zeigt, daß U_H nicht monoton von $1/B$ bis 1 steigt, sondern Extrema aufweisen kann. Ein Minimum tritt unterhalb ω_H auf, wenn $\alpha_H^2 < 1/2$. Das läßt sich aber leicht vermeiden; man braucht nur $\alpha_H^2 \geq 1/2$ zu wählen. Ein Maximum tritt bei

$$(179) \quad \omega_{\max} = \omega_H \sqrt{B}$$

auf; es hat den Betrag

$$(180) \quad U_{H\max} = \frac{\sqrt{B}}{2\alpha_H}.$$

Bei kleinen α_H kann demnach eventuell ein gefährliches Maximum auftreten. Bei zu großen Dämpfungen beginnt der Anstieg von $1/B$ zu schnell [19]. Die günstigste Dämpfung liegt bei

$$(181) \quad 1/\sqrt{2} \leq \alpha_H \leq 1.$$

Für die weiteren Untersuchungen werden jetzt (174) und

$$(182) \quad \omega < \omega_H$$

vorausgesetzt. Damit folgt aus (175)

$$(183) \quad U(s) = \frac{s^2(s + \omega_T)}{B\{s^2(s + \omega_T) + \frac{2D_s \omega_s}{B} s(s + \omega_T) + \frac{\omega_s^2(s + F \omega_T)}{B}\}} =$$

$$= \frac{s^2(s + \omega_T)}{B\{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0\}}$$

mit

$$(184) \quad b_0 = \frac{F \omega_T \omega_s^2}{B},$$

$$(185) \quad b_1 = \frac{2D_s \omega_s \omega_T + \omega_s^2}{B},$$

$$(186) \quad b_2 = \omega_T + \frac{2D_s \omega_s}{B}.$$

PLEŠINGER [14] setzt in seinen Untersuchungen voraus, daß der Nenner von (183) zwei komplexe und eine reelle Wurzel hat, also

$$(187) \quad U(s) = \frac{s^2(s + \omega_T)}{B(s + \omega_1)(s^2 + 2\alpha_2^* \omega_2 s + \omega_2^2)}.$$

In Erweiterung der Betrachtungen von PLEŠINGER [14] wird

$$(188) \quad \omega_T \leq \omega_1 \leq \omega_2$$

angenommen. Die maximale Ebnung der Charakteristik (183) ergibt nach STEWART [16] die Bedingungen

$$(189) \quad 2b_1 - b_2^2 = -\omega_T^2,$$

$$(190) \quad b_1^2 - 2b_1 b_0 = 0.$$

Mit (184) bis (186) folgt aus (189)

$$(191) \quad D_s = \sqrt{\frac{B}{2}}$$

und aus (190)

$$(192) \quad \frac{\omega_s}{\omega_T} = \sqrt{2B} (F - 1) \left(1 + \sqrt{\frac{F}{F-1}}\right).$$

Mit (189) und (190) erhält man aus (183) das Quadrat der Amplitudencharakteristik

$$(193) \quad U^2 = \frac{\omega^6 + \omega_T^2 \omega^4}{\omega^6 + \omega_T^2 \omega^4 + b_0^2}.$$

U^2 fällt bei der Frequenz ω_E auf $1/2$, wobei

$$(194) \quad \omega_E^6 + \omega_T^2 \omega_E^4 = \frac{F^2 \omega_T^2 \omega_s^4}{B^2}$$

ist. Setzt man

$$(195) \quad x_* = \frac{\omega_s^2}{B \omega_E^2},$$

so wird aus (194) mit (192)

$$(196) \quad x_*^3 - \frac{x_*}{F^2} = \frac{2(F-1)}{F^2} (\sqrt{F-1} + \sqrt{F})^2.$$

Ferner folgt aus (192) und (195)

$$(197) \quad \frac{\omega_E}{\omega_T} = \sqrt{\frac{2}{x_*}} [F - 1 + \sqrt{F(F-1)}].$$

Lösungen der Gleichung 3. Grades (196) sind in Tab. 1 gegeben, wo auch zugehörige Werte von (197) aufgeführt sind.

Tab. 1. Hilfsgröße x_* zur Berechnung einer optimalen Abstimmung für Breitbandverrückungsmesser

F	x_*	$\frac{\omega_E}{\omega_T}$
1	1	0
2	1,4867	2,8001
3	1,6612	4,8822
5	1,7982	8,9350
10	1,8996	18,969
20	1,9499	38,985

Zur Berechnung einer Abstimmung benötigt man (191), (195) und (197) sowie Tab. 1. Falls F , ω_s und ω_E gegeben sind, kann man B , D_s und ω_T berechnen. Für große F ergeben sich aus (191), (195) und (197) die folgenden Beziehungen, die den Ausgangsgleichungen noch einmal gegenübergestellt werden:

$$(198) \quad B = \frac{\omega_s^2}{x_* \omega_E^2}, \quad F \gg 1; \quad B = \frac{\omega_s^2}{2\omega_E^2};$$

$$(199) \quad D_s = \frac{\omega_s}{\sqrt{2x_*} \omega_E}, \quad D_s = \frac{\omega_s}{2\omega_E};$$

$$(200) \quad \frac{\omega_E}{\omega_T} = \sqrt{\frac{2}{x_*} [F - 1 + \sqrt{F(F-1)}]}, \quad \omega_T = \frac{\omega_E}{2F}.$$

Im Bereich $\omega_E < \omega < \omega_H$ arbeitet der Seismograph als Verrückungsmesser, wie Abb. 13 zeigt. Unterhalb ω_E erfolgt der Abfall sofort mit ω^3 , und bei ω_T wird die volle Stabilisierung erreicht. Zur Erzeugung der notwendigen hohen Dämpfung ist wahrscheinlich ein Hochpaß 1. Ordnung zusätzlich nötig. In Abb. 13 ist außerdem der eingangs untersuchte Verlauf der Charakteristik für $\omega \geq \omega_H$ zu erkennen.

7.3. Der Hochpaß zur Erzeugung einer geschwindigkeitsproportionalen Charakteristik

Durch Einsatz eines Hochpasses 1. Ordnung im Rückführungsweig kann man den mechanischen Empfänger bedämpfen und damit eine geschwindigkeitsproportionale Charakteristik erhalten. Behalten wir den Tiefpaß bei und verzichten auf den Hochpaß 2. Ordnung, so folgt bei Einhaltung von (173) aus (170):

$$(201) \quad U(s) = \frac{s^2(s + \omega_T)}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0},$$

wobei in (184) bis (186) $B = 1$ zu setzen ist. Es wird angenommen, daß der Nenner von (201) drei reelle Wurzeln hat, also

$$(202) \quad U(s) = \frac{s^2(s + \omega_T)}{(s + \omega_1)(s + \omega_2)(s + \omega_3)}.$$

In Erweiterung der Annahmen von PLESINGER [14] ist die Charakteristik im Bereich $\omega_2 < \omega < \omega_3$ der Geschwindigkeit proportional, wenn

$$(203) \quad \omega_T \leq \omega_1 \leq \omega_2 \ll \omega_3$$

ist. Man setzt

$$(204) \quad \omega_2 = \gamma \omega_1$$

mit

$$(205) \quad \gamma \geq 1.$$

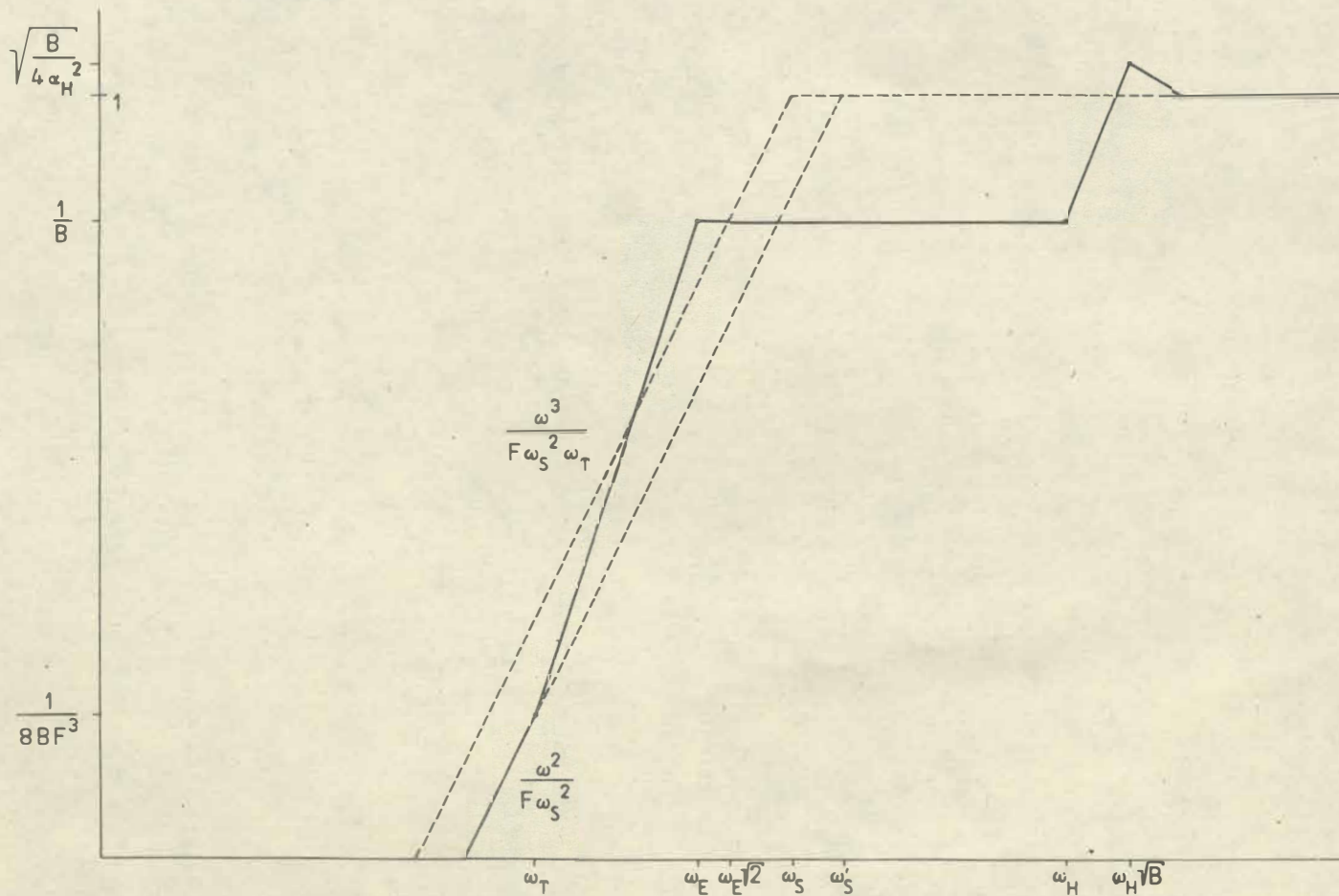


Abb. 13 Breitbandiger Verrückungsmesser durch Rückkopplung mit Hochpaß 1. und 2. Ordnung sowie Tiefpaßstabilisierung

Vergleicht man die Koeffizienten von (202) und (201) unter Beachtung von (184) bis (186) sowie $B = 1$, ergibt sich mit (204)

$$(206) \quad \omega_3 = 2D_S \omega_S,$$

$$(207) \quad \omega_3 \omega_2 \left(1 + \frac{1}{y}\right) = \omega_S^2 + 2D_S \omega_S \omega_T,$$

$$(208) \quad \frac{\omega_2^2 \omega_3}{y} = \omega_T \omega_S^2 F.$$

Daraus folgt

$$(209) \quad \frac{\omega_2}{\omega_S} = \frac{(1+y)F}{4D_S} \pm \sqrt{\frac{(1+y)^2 F^2}{16D_S^2} - \frac{yF}{4D_S^2}}.$$

Es wird das negative Vorzeichen gewählt, damit ω_2 klein und die Bandbreite möglichst groß ist:

$$(210) \quad \omega_2 = c \frac{\omega_S}{2D_S},$$

wobei

$$(211) \quad c = \frac{2y}{1+y + \sqrt{(1+y)^2 - \frac{4y}{F}}}$$

ist. c liegt in den Grenzen

$$(212) \quad \frac{1}{2} \leq c \leq 1.$$

Man kann auch zeigen, daß c für $y = 1$ ein Minimum erreicht, d.h., ω_2 ist dann am kleinsten. Aus (202) erhält man für $\omega \ll \omega_3$ das Quadrat der Amplitudencharakteristik

$$(213) \quad U^2 = \frac{\omega^6 + \omega_T^2 \omega^4}{4D_S^2 \omega_S^2 \left[\omega^4 + \left(1 + \frac{1}{y^2}\right) \omega_2^2 \omega^2 + \frac{\omega_2^4}{y^2} \right]}.$$

Für $\omega \gg \omega_2$ ist dann

$$(214) \quad \left| \frac{U}{\omega} \right| = \frac{1}{2D_S \omega_S}.$$

Die Amplitudencharakteristik ist proportional der Bodengeschwindigkeit. Die Grenzen dieses Bereiches erhält man durch die Frequenzen, bei denen (214) auf ein $1/\sqrt{2}$ abgefallen ist. Mit (213) und (214) sowie (209) und (210) ergibt sich für die Eckfrequenz

$$(215) \quad \omega_e^4 - \left(1 + \frac{1}{y^2} - \frac{2c^2}{y^2 F^2}\right) \omega_2^2 \omega_e^2 + \frac{\omega_2^2}{y} = 0.$$

Setzt man

$$(216) \quad \omega_e = e \omega_2,$$

so folgt

$$(217) \quad e^2 = \frac{1}{2} \left(1 + y^2 - \frac{2c^2}{y^2 F^2} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(1 + y^2 - \frac{2c^2}{y^2 F^2} \right)^2 + \frac{1}{y^2}}$$

Aus (216) und (210) ergibt sich noch

$$(218) \quad \omega_e = e c \frac{\omega_s}{2D_s}$$

Man kann zwar noch ohne große Umstände nachweisen, daß $e c$ für $y = 1$ ein Extremum hat, dieses ist aber für kleine F ein Maximum; erst für $F > 2$ ist es ein Minimum. Da sicher $F > 2$ erst eine sinnvolle Stabilisierung ist, ergibt sich für $y = 1$ die größte Bandbreite. Werte für c , e und $e c$ sind in Tab. 2 zusammengestellt.

Tab. 2. Hilfsgrößen zur Berechnung einer optimalen Abstimmung für Breitbandgeschwindigkeitsmesser

F	c	e	e c
1	1	1	1
2	0,5858	1,5064	0,9826
3	0,5505	1,5352	0,8451
5	0,5279	1,5476	0,8170
10	0,5132	1,5523	0,7967
20	0,5064	1,5534	0,7867

Den Verlauf der Charakteristik unter den hier beschriebenen Bedingungen zeigt Abb. 14. Wie man aus (216) entnimmt, fällt die Eckfrequenz ω_e , die die Bandbreite begrenzt, nicht mit den Wurzeln $\omega_1 = \omega_2$ zusammen, wie das beim Verrückungsmesser für $F > 2$ in guter Näherung der Fall ist. Unterhalb ω_2 fällt die Charakteristik mit 18 db/Oktave ab und zeigt dann den bekannten, durch den Tiefpaß bedingten Abfall mit 12 db/Oktave.

Falls ω_e und ω_3 vorgegeben sind, kann man ω_s nicht mehr frei wählen. Aus (206) und (218) folgt

$$(219) \quad \omega_s = \sqrt{\frac{\omega_e \omega_3}{e c}}$$

Falls ω_s fest vorgegeben ist, bestimmt man die obere Begrenzung ω_3 aus (219).

Im folgenden sind die Ergebnisse für große F spezialisiert und den allgemein gültigen gegenübergestellt. Aus (208), (210), (218), (219) folgt

$$(220) \quad \omega_s = \sqrt{\frac{\omega_e \omega_3}{e c}}, \quad F \gg 1: \quad \omega_s = \sqrt{\frac{\omega_e \omega_3}{0,88}}$$

$$(221) \quad D_s = e c \frac{\omega_s}{2\omega_e}, \quad D_s = 0,3885 \frac{\omega_s}{\omega_e}$$

$$(222) \quad \omega_T = \frac{c^2 \omega_s}{F^2 2D_s}, \quad \omega_T = \frac{\omega_s}{8F^2 D_s}$$

$$(223) \quad \omega_1 = \omega_2 = c \frac{\omega_s}{2D_s}, \quad \omega_1 = \omega_2 = \frac{\omega_s}{4D_s}$$

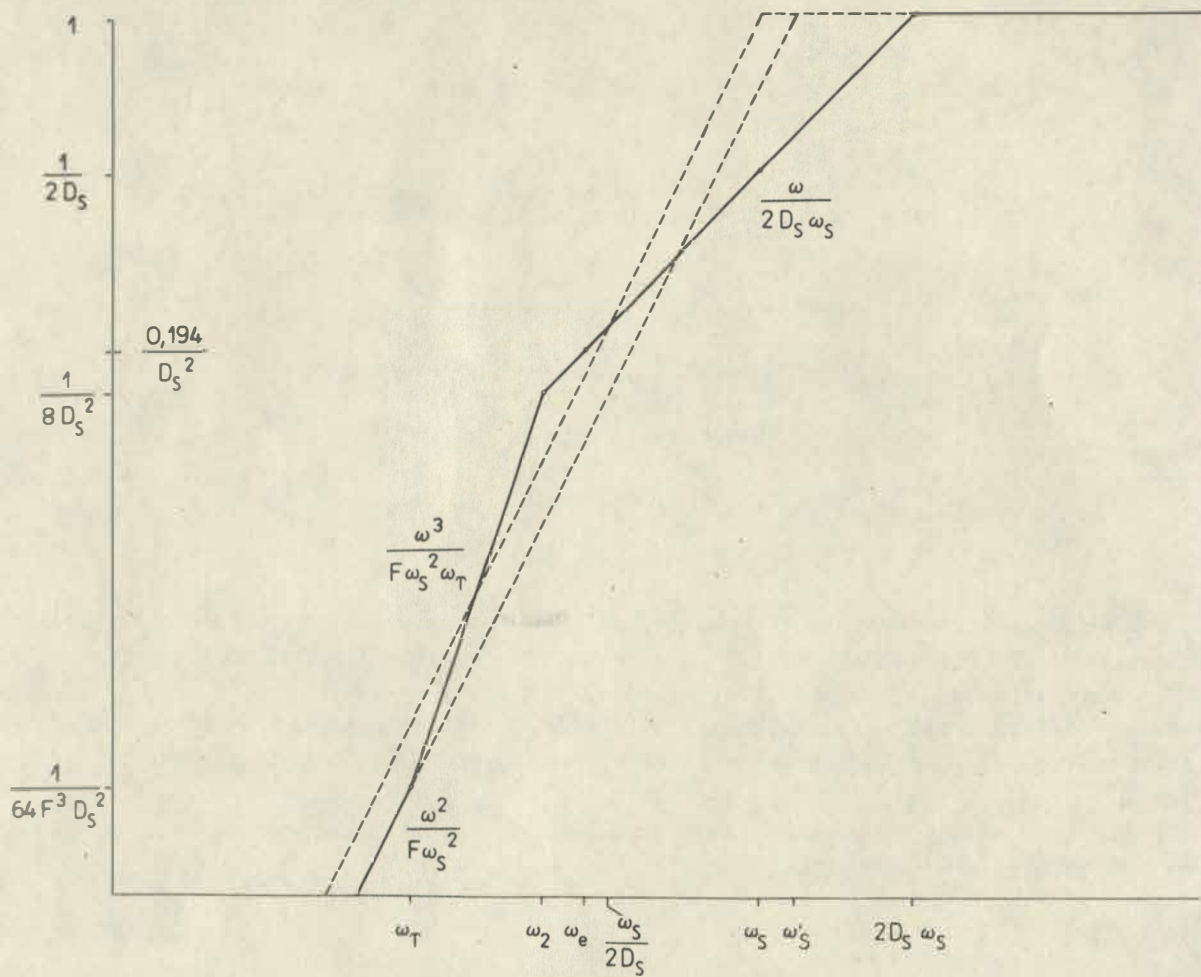


Abb. 14 Breitbandiger Geschwindigkeitsmesser durch Rückkopplung mit Hochpaß 1. Ordnung sowie Tiefpaßstabilisierung

8. Forderungen an die elektronische Meßwerterfassung

Um eine Verschiebung linear, stabil und rauschfrei in eine Frequenz- bzw. Spannungsänderung umzuformen, sind spezielle Forderungen an die Elektronik zu stellen, die jene allgemeinen aus Kap. 1 präzisieren.

Grundsätzlich ist davon auszugehen, daß die zur Wegmessung verwendeten Baugruppen in ihrem Einfluß auf das Gesamtsystem "Elektronischer Seismograph" und in ihren spezifischen Eigenschaften so beschaffen sind, daß Stabilität und Linearität der Signalerfassung im mechanischen Empfänger nicht verschlechtert werden.

Beim Prinzip der direkten Messung der Relativverschiebung zwischen Gestell und Gehänge mit Einschluß der Gleichgewichtslage ist es unbedingt notwendig, dem Wandler eine solche Stabilität zu geben, daß das nicht völlig zufriedenstellende Temperaturverhalten (139) des Seismographen durch eine elektronische Stabilisierung wesentlich verbessert wird [17]. Dabei wirkt das Wandler-System als Bezugsnormale, das im wesentlichen nicht stark von der Temperatur und der Zeit abhängen darf. Wird das erreicht, dann kann das Gehänge des Seismographen mit hoher Konstanz in der Nähe der geforderten Gleichgewichtslage gehalten werden, für die die Eichung erfolgt ist und mit deren Parametern die Signalauswertung vorgenommen wird. Dann sind auch die Vorteile älterer Seismographen bzw. der elektrodynamischen Standardgeräte bei Ausschaltung wesentlicher Nachteile vereint: Es erfolgt eine direkte Verschiebungsmessung, die Änderungen der Gleichgewichtslage spielen keine wesentliche Rolle im Ergebnis der Messung, und das Gerät wird sowohl im groben Arbeitsbereich gehalten als auch mit genau bekannten Parametern stabilisierend "ausgestattet". Auf dieser Grundlage ist es möglich und sinnvoll, eine Messung mit hoher Auflösung und großer Dynamik durchzuführen. Es wäre z.B. nicht zweckmäßig, durch Direktverstärkung aus elektrodynamischen Seismographen (Induktionsströme aus dem Tauchspulwandler) Signale mit hoher Genauigkeit abzuleiten, zu speichern bzw. mit hoher Dynamik im Digitalteil umzusetzen, wenn nicht als Voraussetzung der mechanische Empfänger in seiner geforderten Gleichgewichtslage stabilisiert ist. Solch ein Datenerfassungssystem täuscht eine Genauigkeit vor, die dem Meßprozeß wegen der fehlenden Kontrolle der Parameter nicht innewohnt. Das erklärt beim EDS 1 die exakte theoretische Durchdringung und die Präzision der Konstruktion, im Aufbau und beim Abgleich des mechanischen Empfängers.

Kann also mit einem guten Wandler-System auf Grund dessen wesentlich besserer Konstanz am Verhalten des mechanischen Empfängers gegenüber Temperaturschwankungen, Neigungsvorgängen und Alterungen seiner konstruktiven Teile vieles verbessert werden, so gelingt es kaum - und ist auch meist nicht sinnvoll -, das innere Rauschen des Wandlers geringer zu halten als das des mechanischen Pendels (2).

Nach den Ergebnissen und Erfahrungen mit dem Gerät ES [26, 27] aus einem mehrjährigen Testbetrieb (seit 1970/71 an der Station Moxa im Einsatz) wurde es für möglich erachtet, folgende Forderungen an ein Seriengerät realisieren zu können:

- Arbeitstemperaturbereich ca. $+5\text{ °C} \leq \vartheta \leq 40\text{ °C}$,
- Drift des Wandlers $\leq 10\text{ }\mu\text{m}$ äqu. Gehägebewegung über den gesamten Temperaturbereich,
- Auflösung für Breitbandbetrieb $\leq 100\text{ nm}$, möglichst 10 nm ($0,1 \leq T \leq 300\text{ s}$),
- Auflösung für Schmalbandbetrieb $\leq 10\text{ nm}$, möglichst 1 nm ($0,2 \leq T \leq 2\text{ s}$),
- Nichtlinearität der Wandlung $< 1\%$ für $\pm 1\text{ mm}$ Verschiebung.

9. Die Realisierung der elektronischen Meßwerterfassung

9.1. Das Prinzip der Signalwandlung

Die Erfassung der Relativbewegungen zwischen Gestell und Gehänge des Seismometers und ihre Umsetzung in Spannungen erfolgen nach einem in [26] entwickelten Prinzip, das eine lineare, rauscharme, stabile Wandlung der Signale erlaubt. Es wird hierbei von der bekannten Tatsache Gebrauch gemacht [1], daß sich die Frequenz von Quarzoszillatoren in geringem Maße ohne wesentliche Stabilitätseinbuße durch Blindwiderstände verändern läßt.

In der erprobten und patentierten Schaltung [24] wird die Frequenz eines Quarzoszillators durch Veränderung eines Geberkondensators C_G unter Einschaltung einer Kompensationsinduktivität L_k linear moduliert. Dabei überträgt der Geberkondensator C_G das Signal (Relativbewegung des Mittelpunktes der Kondensatorplatte) x (Abb. 15), und L_k sichert durch entsprechende Bemessung die Linearität zwischen Relativbewegung und Frequenzänderung.

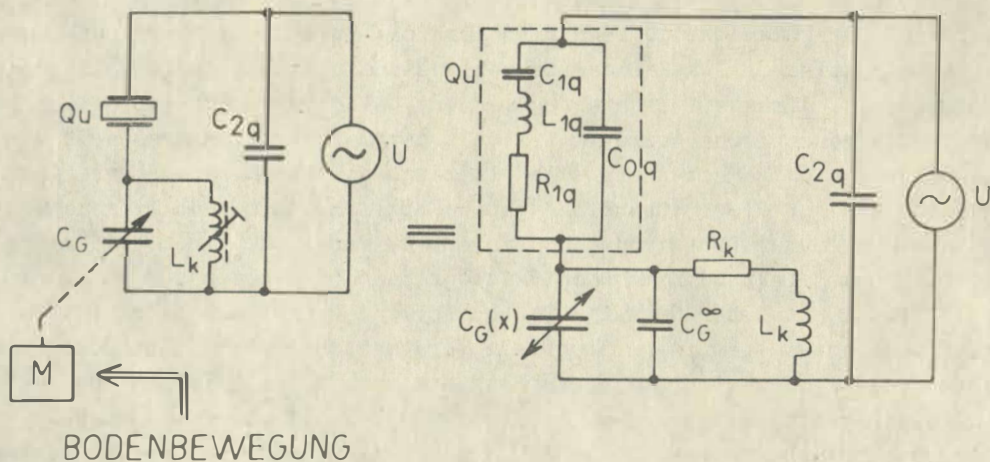


Abb. 15 Linearisierter Geber $C_G(x)$.

Der Geberkondensator $C_G(x)$ ist als Plattenkondensator ausgebildet, dessen Abstand bei konstanter Plattenfläche F_G durch die Bewegung der seismischen Masse M verändert wird. Der Oszillator erregt den Quarz Qu in seiner Serienresonanzfrequenz f_{sq} bei Reihenschaltung des Geberkondensators C_G , dem L_k mit dem inneren Widerstand R_k parallel liegt.

Unter Beachtung der Größenverhältnisse von C_{1q} , L_{1q} , C_{0q} , C_G und Vernachlässigung von R_{1q} , R_k sowie aus der Linearitätsforderung für die erzeugte "gezogene" Serienresonanzfrequenz f'_{sq}

$$(224) \quad f'_{sq} = a x + f_{sq}^0$$

ergibt sich bei einem systematischen Linearitätsfehler $< 1 \text{ ‰}$ für den Geber die funktionale Gestalt des Plattenkondensators ([26], Gl. (447))

$$(225) \quad C_G(x) = \frac{f_{sq} C_{1q}/2a}{(f_{sq} C_{1q}/2a C_G^0) + x}$$

Dabei kompensiert L_k auf der Mittenfrequenz f_0 (228) die Fest- und Streukapazitäten C_p , die sich im wesentlichen aus C_{0q} in Reihe mit C_{2q} , Schaltkapazitäten C_p aus dem Aufbau der Schaltung und der Kapazität der isolierten Geberkondensatorplatte gegen die Unterlage C_G^∞ (Kondensator sehr weit geöffnet) zusammensetzen [26]. Dann ist der Frequenzhub

$$(226) \quad a = \frac{f_{sq} C_{1q}}{2\varepsilon_0 F_G}, \quad \varepsilon_0 \approx 0,08854 \left[\frac{\text{pF}}{\text{cm}} \right],$$

und die Geberkapazität im Nullpunkt (Plattenabstand = A_G)

$$(227) \quad C_G^0 = \frac{\varepsilon_0 F_G}{A_G} = \frac{f_{sq} C_{1q}}{2a A_G}$$

mit F_G als Fläche der sich gegenüberstehenden Kondensatorplatten. Für die Frequenz im Nullpunkt ($x = 0$) bekommt man im Kompensationsfall

$$(228) \quad f_{sq}^0(\text{komp}) = f_0 = f_{sq} \left(1 + \frac{C_{1q}}{2C_G^0} \right), \quad f_0 > f_{sq}^0$$

$f_{sq}^0(\text{komp})$ liegt also höher als f_{sq}^0 , die Serienresonanzfrequenz im nichtkompensierten Zustand. Kompensation soll vorliegen, wenn über den Bereich $-1 \text{ mm} \leq x \leq +1 \text{ mm}$ der bestmögliche lineare Zusammenhang zwischen f_{sq} und x erreicht ist. Dabei sind Nichtlinearitäten $< 1 \%$ an den Grenzen anzustreben.

Die Stabilität der erzeugten Frequenz f_{sq} hängt im wesentlichen von der des eingesetzten Quarzes Q_u und erst in zweiter Linie von der der "Ziehmittel" C_G, L_k ab [1].

Die Forderung nach direkter Übertragbarkeit des gewandelten Signales in einem Telefonieband mit einem Hub von

$$(229) \quad a \approx 1500 \text{ Hz/mm}$$

erfordert, unter der Nebenbedingung hoher Stabilität der Wandlung, den Einsatz eines hochfrequenten Quarzes ($f_{sq} > 5 \text{ MHz}$), damit die maximale Verstimmung

$$(230) \quad \Delta f_{sq} < 10^{-3} f_{sq} \quad (\Delta x = \pm 1 \text{ mm})$$

bleibt [1].

Die Umsetzung des modulierten hochfrequenten Signals in den Niederfrequenzbereich erfolgt mit einem zweiten, analog geschalteten Oszillator (Abb. 16). Bei additiver Mischung überträgt sich die Linearität auf das Differenzsignal f_D oder wird an diesem bei der Kompensation eingemessen. Dazu wird an Osz 1 (Q_{11}) mit L_k und einem evtl. nötigen Kleinstkondensator C_w die Linearität von $f_D(x)$ eingestellt und nach diesem Abgleich an Osz 2 (Q_{12}) mit C_s und dem veränderbaren C_L auf eine geforderte Diffe-

renzfrequenz $f_{D0} = f_D(x=0)$ abgeglichen. Für EDS 1 ist aus Gründen einer internen Prüfung mit einer Festfrequenz ein

$$(231) \quad f_{D0} = |f(Q_{11}) - f(Q_{12})|_{x=0} = 1831 \text{ Hz}$$

vorgeschrieben anstatt der Mittenfrequenz 1850 Hz des Telefoniebandes. Eine solche Prüfmöglichkeit oder eine ähnliche elektrisch-mechanische mit dem mechanischen Empfänger zusammen ist unbedingt notwendig, um sich nicht blind auf Konstanz und Funktion des Wandlers verlassen zu müssen.

Die Forderungen des Kap. 8, bezogen auf seismische Meßwerte, übertragen sich nun auf die Frequenzkonstanz bei der Modulation und die Rauschfreiheit bei der Demodulation. Die geforderten $\leq 10 \mu\text{m}$ äqu. Gehägebewegung bedeuten für die Differenzfrequenz f_D , die Fehler des Demodulators nicht betrachtet, eine Abweichung

$$(232) \quad \Delta f_D \leq 10^{-2} f_D \approx 18 \text{ Hz} \quad (+5^\circ\text{C} \dots +40^\circ\text{C})$$

bei $|f_{D0}| \approx 1 \text{ mm}$ äqu. Gehägebewegung und $f_{D0} = 1831 \text{ Hz}$. Das erscheint realisierbar, bedeutet jedoch, auf einen der zwei Quarzoszillatoren bezogen und den anderen als konstant angesehen ($f \approx 6,5 \text{ MHz}$),

$$(233) \quad \frac{\Delta f_{sq}}{f_{sq}} \leq 2,3 \cdot 10^{-6} \quad (+5^\circ\text{C} \dots +40^\circ\text{C}) .$$

Das ist eine Forderung, die nicht ohne weiteres über diesen Temperaturbereich für Quarze zu erfüllen ist; handelsübliche Quarze haben von $0 \dots +50^\circ\text{C}$ meist eine ca. 5fach höhere Abweichung.

Hier muß also bei der Realisierung konsequent von den Möglichkeiten des Differenzprinzips Gebrauch gemacht werden. Die Frequenz-Temperatur-Charakteristiken beider Oszillatoren sind so zu paaren bzw. anzugleichen, daß die erzeugte Differenzfrequenz die oben geforderte Stabilität erhält. Das wird erreicht durch Aussuchen der Quarze (Ausmessen über den vollen Arbeitstemperaturbereich) bzw. durch das Angleichen des Ganges von Osz 2 an den des modulierten Osz 1 über den Temperaturkoeffizienten des Ziehkondensators C_s (Abb. 16) im Osz 2. Damit muß $C_s + C_L$ nicht nur einen genauen Wert für den Abgleich von f_{D0} haben, sondern auch noch einen bestimmten Temperaturkoeffizienten der eingesetzten Kondensatoren. Das ist im Prinzip möglich durch die Staffelung der Werte und die Auswahl unter Kondensatoren mit unterschiedlichem TK, erfordert jedoch den entsprechenden zeitlichen Aufwand beim Abgleich. - Mit der so erreichten geringen Temperaturabhängigkeit der Differenzfrequenz gelingt die Stabilisierung der Gleichgewichtslage des Seismographen.

Das Unterschreiten eines bestimmten Rauschwertes des Wandler-systems erfordert jedoch noch zusätzliche Maßnahmen. Im günstigsten Fall überträgt sich die erreichte Langzeitkonstanz proportional auf die Kurzzeitkonstanz der Oszillatoren und damit auf die Differenzfrequenz und das demodulierte Signal. Man kann bei sorgfältigem Aufbau die geforderten Kurzzeitkonstanzen von $10^{-8} \dots 10^{-9}$ zur rauschfreien Erfassung von $100 \text{ nm} \dots 10 \text{ nm}$ Bodenbewegung erreichen.

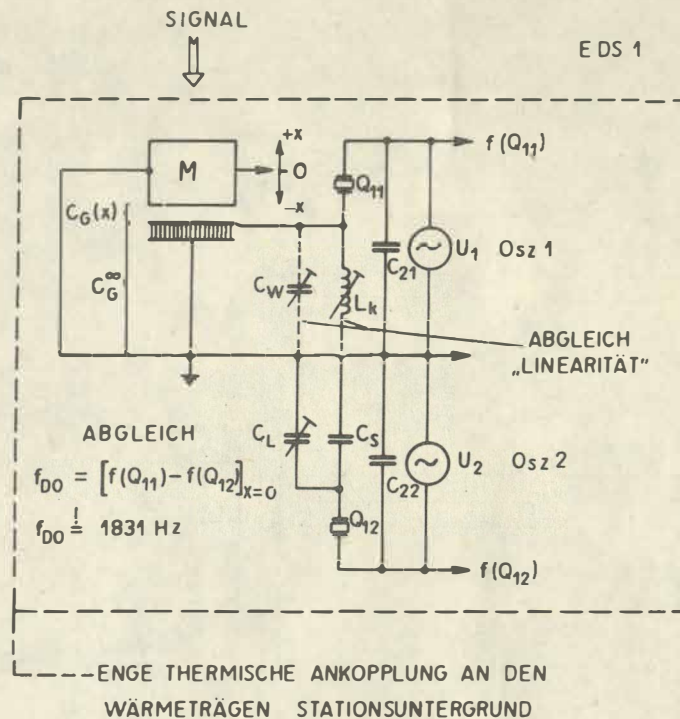


Abb. 16 Differenzoszillator im Wandler (schematisch)

9.2. Der Aufbau des Wandlerbausteins

Die schaltungsmäßige Ausführung des Wandlers zeigt Abb. 17 (Empfängerplatte 1); sie ist wie die folgenden Schaltungen auch in der Beschreibung des EDS 1 enthalten [30]. Auch für weiterführende Einzelheiten, wie Abmessungen der Platten, Lage der Bauteile, Spezifizierung der Bauelemente, Verdrahtung der Baugruppen untereinander sowie Beschaltung der Stecker und Buchsen, sei auf diese Dokumentation verwiesen. Das gilt ebenso für die später im Text vorzustellenden Baugruppen.

Der Plattenkondensator $C_G(x)$ hat folgende Maße:

$$(234) \left\{ \begin{array}{ll} d_G = 68 \text{ mm} & \text{(Durchmesser der Platten),} \\ F_G = 36,3 \text{ cm}^2 & \text{(Fläche einer Platte),} \\ A_G = 1,5 \text{ mm} & \text{(Plattenabstand bei } x = 0), \\ |\Delta x| = 1 \text{ mm} & \text{(Ausschlagbereich)} \end{array} \right.$$

und die Werte

$$(235) \left\{ \begin{array}{ll} C_G^0 = 21,4 \text{ pF}, \\ C_G(x = -1 \text{ mm}) \approx 64 \text{ pF}, \\ C_G(x = +1 \text{ mm}) \approx 13 \text{ pF}, \\ C_G^\infty \geq 32 \text{ pF}. \end{array} \right.$$

Die Kapazitätswerte sind mit Luft als Dielektrikum gerechnet. Bei $x = \pm 1 \text{ mm}$ sind es nur Richtwerte, da die Verkantung der beiden Platten gegeneinander infolge der Kreisbewegung des Gehäuses relativ zum Gestell nicht in Rechnung gestellt wurde.

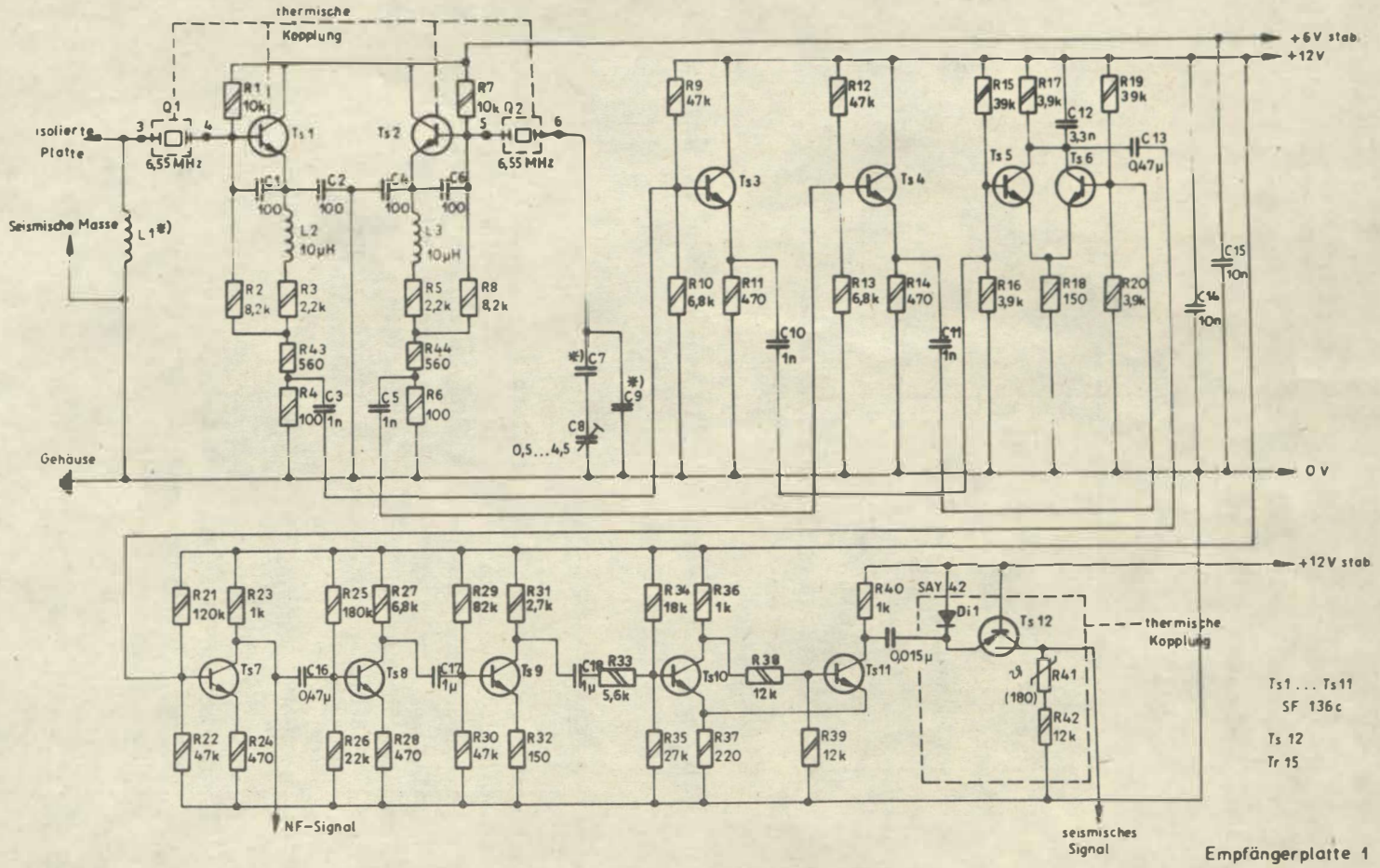


Abb. 17 Wandlerbaustein

Der Wert für C_G^{∞} wurde als Richtwert bei $x = +10$ mm für die isolierte Platte gegen Masse ermittelt. Die Isolierung besteht aus PTFE (entspricht etwa dem TEFLON) mit einer kreisförmigen Aussparung innerhalb der tragenden drei Stützpunkte der Platte. Damit kann C_G^{∞} auf einem hinreichend kleinen Wert gehalten werden. Die zu kompensierenden störenden - in bezug auf Linearität - Festkapazitäten \bar{C}_p haben dann etwa die Größenordnung

$$(236) \quad \bar{C}_p \approx 40 \text{ pF} .$$

Beim Gerät ES [26] auf der Basis des VSJ-I [11] mit

$$(237) \quad F_G = 78,5 \text{ cm}^2, \quad A_G = 1,5 \text{ mm}, \quad C_G^0 = 46 \text{ pF}$$

war ein $\bar{C}_p \geq 60$ pF erfolgreich kompensiert worden. Da etwa gleiche Größenordnungen für \bar{C}_p/C_G^0 in beiden Wandlern vorliegen, bestanden gegenüber den Maßen (234) und Werten (235) keine Bedenken bezüglich einer Linearisierung. Interessant ist es, daß ohne weiteres eine Linearisierung gelingt [26], obwohl

$$(238) \quad \bar{C}_p > C_G^0$$

ist.

Mit den durch die Konstruktion und die Abmessungen des Gesamtgerätes vorgegebenen Maßen (234) für den Wandlerkondensator C_G ist nach (227) ein Hub von $a \approx 1500$ Hz/mm zu erreichen, um einen vollen Telefoniekanal mit

$$(239) \quad 300 \text{ Hz} \leq f_D \leq 3400 \text{ Hz}$$

zu belegen. Das ist nur durch entsprechende Wahl der Quarzfrequenz f_{sq} möglich. Bekanntlich bleibt C_{1q} im Ersatzschaltbild des Quarzes (Abb. 15) über einen großen Frequenzbereich etwa konstant. Damit wird mit den Werten des Gerätes ES bei $f_{sq} = 13,2$ MHz und Versuchen mit 7,6-MHz-Quarzen ein Wert von

$$(240) \quad f_{sq} = 6,55 \text{ MHz}$$

zugrunde gelegt. Das Verhältnis der Flächen F_G der Wandlerkondensatoren des EDS 1 zum ES hätte bei $C_{1q} = \text{const.}$ nach (227) einen Wert $f_{sq} \approx 6,1$ MHz ergeben. Die eingesetzten Quarze mit Gehäuse HC-6U (VEB Carl Zeiss, Jena) haben ein

$$(241) \quad f_{sq} = 6550,0 \text{ kHz} \pm 10 \times 10^{-6} \quad (\text{Abgleich})$$

und im Temperaturbereich $0 \dots +50$ °C eine maximale relative Abweichung $\pm 15 \times 10^{-6}$. Sie werden in Serienresonanz betrieben (Abb. 17). Diese Angabe bezieht sich auf eine Serienkapazität $C_s = 32$ pF. Mit $C_G^0 = 21,4$ pF schwingt Q_1 etwas über dem Wert (241). Da nach (235) die Wandlerkapazität bis auf einen Wert von ≈ 13 pF bei +1 mm Ausschlag herabgeht, gibt es nach den Messungen in [26] eine Amplitudenabhängigkeit der erzeugten Frequenz. Das ist bei Forderungen nach höchster Kurzzeitstabilität nicht erwünscht [26], hier jedoch mit den vorgegebenen Maßen (234) bei einem $A_G = 1,5$ mm nicht zu umgehen.

Der Wandlerbaustein ist mit Si-Transistoren SF 136 c aufgebaut. Die Bauelemente der Oszillatoren sollten ausgemessen und gepaart sein; die Quarze im Temperaturgang, die Transistoren Ts_1, Ts_2 in den Parametern und die Widerstände, Kondensatoren und Drosseln L_2, L_3 in ihren absoluten Werten (Abb. 17).

Die Rückkopplungskondensatoren C_1, C_2 bzw. C_4, C_6 haben mit 100 pF (Styroflex) eine Größe, bei der geringe Veränderungen und Streuungen der Werte sich nicht wesentlich auf die Amplitude der erzeugten Frequenzen auswirken [26], eine Tatsache, die der Stabilität zugute kommt. L_2, L_3 sichern die Rückkopplung für die Oszillatortransistoren Ts_1, Ts_2 . Sie sind auf einen Ferritstab (einlagig) gewickelt und haben eine handelsübliche Größe. Die erzeugten Frequenzen werden über einem Teil des Emitterwiderstandes (100 Ohm) mit Trennkondensatoren C_3, C_5 ausgekoppelt.

Die Linearisierung bedeutet das Aufheben des kapazitiven Widerstandes von \bar{C}_p bei $f_0 \approx 6,55$ MHz durch den induktiven Widerstand von L_1 . Das ergibt für L_1 bei Kompensation den Richtwert

$$(242) \quad L_1(\text{Kompensation}) = L_k \approx 15 \mu\text{H}.$$

Gewählt wird die Normgröße 20 μH . L_k wird durch Abwickeln einiger Windungen erreicht. Der Differenzoszillator arbeitet so, daß die erzeugte Festfrequenz

$$(243) \quad f(Q_2) < f(Q_1)$$

ist. Damit sind die Abgleichkondensatoren für f_{D0} im Wert größer als C_G^0 :

$$(244) \quad C_G^0 < C_9 + \frac{C_7 C_8}{C_7 + C_8}.$$

Werte aus der Testung sind $C_9 \approx 56 \dots 82$ pF, $C_8 = 0,5 \dots 4,5$ pF (Rohrtrimmer, feingängig), C_7 entfällt. Die Streuung erklärt sich durch die Toleranz in f_{sq} und im Aufbau.

L_1 und die Abgleichkondensatoren für f_{D0} sind nach Linearisierung bzw. Abgleich mechanisch festzulegen, um maximale Stabilität von f_D zu erreichen.

Zur Erzielung einer hohen Kurzzeitkonstanz sind Ts_1, Ts_2 sowie Q_1, Q_2 in einem gemeinsamen Al-Block untergebracht, der die Wärmekapazität der Bauelemente beträchtlich erhöht und damit verhindert, daß schnelle äußere Temperaturänderungen sofort auf die Bauteile einwirken. Sie werden nur wirksam als Mischungsterm über die Wärmekapazität des Al-Blocks (Prinzip des kalten Thermostaten). Das wird wesentlich unterstützt durch die Kapselung des EDS 1 mit einer stabilen Al-Guß-Haube und die thermische Ankopplung der Basisplatte an den Untergrund mit seiner hervorragenden Kurzzeitkonstanz der Temperatur [26, 27]. Zur Erzeugung von f_D werden die HF-Signale von Osz 1 und Osz 2 mit den Kollektorbasisstufen Ts_3, Ts_4 rückwirkungsfrei ausgekoppelt und dem Balancemischer Ts_5, Ts_6 zugeführt. Da der Eingangswiderstand von Ts_3, Ts_4 in der verwendeten Schaltung wesentlich größer als der Widerstand der Quelle (100 Ohm) ist, werden die Oszillatoren bei der Signalauskopplung nicht wesentlich beeinflusst.

Die Mischung erfolgt am gemeinsamen Emitterwiderstand R_{18} . Es entstehen bei dieser additiven Mischung verschiedene Mischprodukte, von denen die Differenz

$$(245) \quad f_D = f(Q_1) - f(Q_2) \approx 300 \dots 3400 \text{ Hz} \quad (x = -1 \dots +1 \text{ mm})$$

ausgekoppelt wird (C_{13}) und durch den Tiefpaß R_{17}, C_{12}, R_1 (Ts_5, Ts_6) alle anderen Produkte oberhalb von $f_D \approx 5$ kHz unterdrückt werden. Ts_5, Ts_6 arbeiten bei diesem Mischer nach Vorschlägen aus [9, 10] mit gleichen Spannungspegeln, ganz im Gegensatz

zu üblichen Mischern, bei denen ein Signal mit wesentlich größerer Amplitude den Mischer durchsteuert und das "Empfangssignal" von etwa $1/10$ Amplitude mit ihm gemischt wird.

C_{13} mit dem Eingangswiderstand von Ts_7 ergibt die untere Grenzfrequenz des aus dem Mischer auszukoppelnden NF-Bandes von 300 ... 3400 Hz. Ts_8, Ts_9 verstärken das NF-Signal f_D bis auf einen Pegel, der ausreicht, um den SCHMITT-Trigger Ts_{10}, Ts_{11} sicher zum Arbeiten zu bringen und damit zu gewährleisten, daß für alle Frequenzen des NF-Bandes bei auch unterschiedlichen Pegeln [Benachteiligung der hohen Frequenzen wegen der Amplitudenabhängigkeit der frequenzmodulierten Schwingung durch $C_G(x)$] eine saubere Rechteckschwingung am Ausgang des SCHMITT-Triggers (R_{40}) vorliegt. C_{19}, Di_1 wirken als Differenzierglied. Ts_{12} wird durch die Nadelimpulse periodisch geöffnet. Es wird ein pnp-Si-Transistor TR15 (Tesla) verwendet, der es gestattet, die dem seismischen Signal entsprechende Ausgangsspannung gegen Masse auszukoppeln. Die Größe von $C_{19} = 0,015 \mu F$ ergibt eine lineare Demodulation bis ca. 6,7 kHz. Der Demodulationshub \hat{a} ist eine Funktion von C_{19} und $R_{41} + R_{42}$. An den drei Komponenten eines EDS 1 wurde bei linearisiertem Wandler bezüglich f_D ein Demodulationshub

$$(246) \quad \hat{a} = 2,94 \text{ V/mm}$$

mit einer Streuung $\pm 0,02 \text{ V/mm}$ bestimmt. Die Nichtlinearität der Demodulation liegt bei $< 3 \%$.

Die Forderungen für Langzeitstabilität und Rauschfreiheit der Meßwertwandlung treffen hier den Demodulator als letztes Funktionsglied in der Kette vom Gehängeausschlag zu einer ihm proportionalen Ausgangsspannung. Zur Sicherung der Stabilität im Arbeitstemperaturbereich ist der Kollektorwiderstand von Ts_{12} aufgeteilt in einen Festwiderstand R_{42} und einen temperaturabhängigen Widerstand R_{41} (TNM). Das ergibt einen Temperaturfehler der Demodulationsspannung U_{Do} für $C_G = C_G^0 = \text{const.}$ von $< 1 \%$ im Arbeitstemperaturbereich.

U_{Do} hängt etwas von der Streuung der Quarze, von C_{19} und anderen Bauteilen ab. Es wurde

$$(247) \quad U_{Do} = 3,3 \dots 3,4 \text{ V.}$$

an den drei Komponenten eines EDS 1 gemessen. Verlangt man eine engere Tolerierung der einzelnen Ausgangsspannungen zum Zwecke einer rationelleren Eichung und Inbetriebsetzung, so sind für je drei Komponenten eines EDS 1 die Kondensatoren C_{19} , die Widerstände R_{41}, R_{42} und evtl. Di_1, Ts_{12} auszumessen. Rauschfreiheit bezüglich der geforderten Auflösung von 10 nm Bodenbewegung für Schmalbandbetrieb (SB) und 100 nm für Breitbandbetrieb (BB) erfordert ein

$$(248) \quad \left\{ \begin{array}{l} |\Delta U_{Do}| < 30 \mu V \quad (\text{SB}), \\ |\Delta U_{Do}| < 300 \mu V \quad (\text{BB}), \\ C_G = C_G^0 = \text{const.} \end{array} \right.$$

Deshalb werden Ts_{12} und Di_1 ebenfalls in einem Al-Block untergebracht, um die Wirkung schneller Temperaturänderungen abzuschwächen.

Wesentlich größeren Einfluß auf (248) haben jedoch der SCHMITT-Trigger und die Demodulationsstufe über ihre Betriebsspannung. Um (248) zu erreichen, ist die Spannung noch einmal nachstabilisiert. Das ist auch für den Differenzoszillator notwendig. Die Nachstabilisierung mit Z-Dioden ist auf der Karte Empfängerplatte 2 im Gehäuse des Seismographen untergebracht. Bei geringeren Anforderungen läßt sich der Wandler nur mit 12 V Speisung betreiben.

Am Ausgang steht das seismische Signal in einem Bereich

$$(249) \quad U_D = -0,4 \dots -6,4 \text{ V} \quad \text{für} \quad x = -1 \text{ mm} \dots +1 \text{ mm}$$

zur Verfügung. Der Periodenbereich geht von Gleichstrom bis zu einer Eckperiode T_{UD} , die von der kapazitiven Last (Empfängerplatte 2) abhängt. Mit $C_D = C_1 + C_2 + C_3 = 1,96 \mu\text{F}$ (Abb. 26) ist

$$(250) \quad T_{UD} \leq 0,1 \text{ s} .$$

Damit werden alle Perioden $T > 0,1 \text{ s}$ durchgelassen. Außerdem steht ein NF-Signal für Prüf- und Fernübertragung (FÜ) nach T_{s7} zur Verfügung (etwa sinusförmig).

Die Wandlerplatine hat die Abmessungen (100 x 85) mm, die Bauhöhe ist ca. 20 mm. Durch die Al-Blöcke sind T_{s1} , T_{s2} , Q_1 , Q_2 sowie D_{i1} , T_{s12} mechanisch gut festgelegt. Q_1 , Q_2 sind ohne Fassung eingesetzt und in die Schaltung eingelötet.

9.3. Linearisierung und f_{D0} -Überprüfung

Natürlich sollte ein Seismograph erst dann in Betrieb gesetzt werden, wenn alle Abgleich- und Eichvorgänge erfolgreich abgeschlossen sind. Für den EDS 1 bedeutet das neben der Bestimmung des Ausgangshubs δ zur Errechnung einer nachfolgenden Registrierung auch die Linearität des kapazitiven Wandlers über den gesamten Ausschlagbereich. Abb. 18 zeigt den gemessenen Zusammenhang zwischen dem Plattenabstand (Verschiebung im Abstand l_w - in Plattenmitte - vom Drehzentrum) und der erzeugten Frequenz f_D (NF-Ausgang) sowie der Ausgangsspannung U_D . Dieser Zusammenhang ist das Ergebnis einer Linearisierungsprozedur mit Abgleich von L_1 (Abb. 17) und bei Bedarf einem Wickelkondensator C_w (Abb. 16), der sich für letzte Feinheiten besser eignet als L_1 , das nur jeweils um eine volle Windung verändert werden kann. Über den Bereich $\pm 1 \text{ mm}$ ist der Ausschlag linear, und die Nichtlinearitäten liegen bei den geforderten 1 % oder darunter. Für $\pm 0,5 \text{ mm}$ Ausschlag ist die Nichtlinearität noch wesentlich kleiner [26].

Die Bedingung (229) für den Frequenzhub wird annähernd erfüllt. Für Vollausschläge werden die Bandgrenzen erreicht und leicht überschritten. Da die mechanischen Begrenzungen für das Gehänge knapp oberhalb von 1 mm Ausschlag eingestellt sind, wird - auch wegen der geforderten analogen Halteschaltung (s. Kap. 11) - der Seismograph nie in Nähe der Bandgrenzen arbeiten. - Der Zusammenhang zwischen Ausschlag x und U_D sowie zwischen f_D und U_D erweist sich bei der Messung wie erwartet auch als linear und braucht nicht abgeglichen zu werden (vgl. Abschnitt 9.2.).

Die Lage der linearisierten Kurve bezüglich der Frequenz wird nach dem L_1 -Abgleich im Osz 1 mit den Ziehkondensatoren im Osz 2 symmetrisch zu 1831 Hz eingestellt. Abgleichpunkt ist der Rohrtrimmer C_8 im Osz 2 (Abb. 17). Mechanischer Bezugspunkt ist die Prüfarretierung über den Motor Arr. Im arretierten Zustand wird das Vorliegen des mechanischen Nullpunktes (Gleichgewichtslage des Gehänges) angenommen und $f_{D0} = 1831$ Hz mit C_8 eingestellt. Zur weiteren Überprüfung von mechanischem Empfänger mit Wandlerelektronik im Falle von Defekten oder für bestimmte Meßreihen (Identifizierung von Alterungserscheinungen an bestimmten Systemteilen) wird diese Arretierung für das jeweilige Erreichen des mechanischen Nullpunktes aus dem freien Schwingungszustand heraus postuliert.

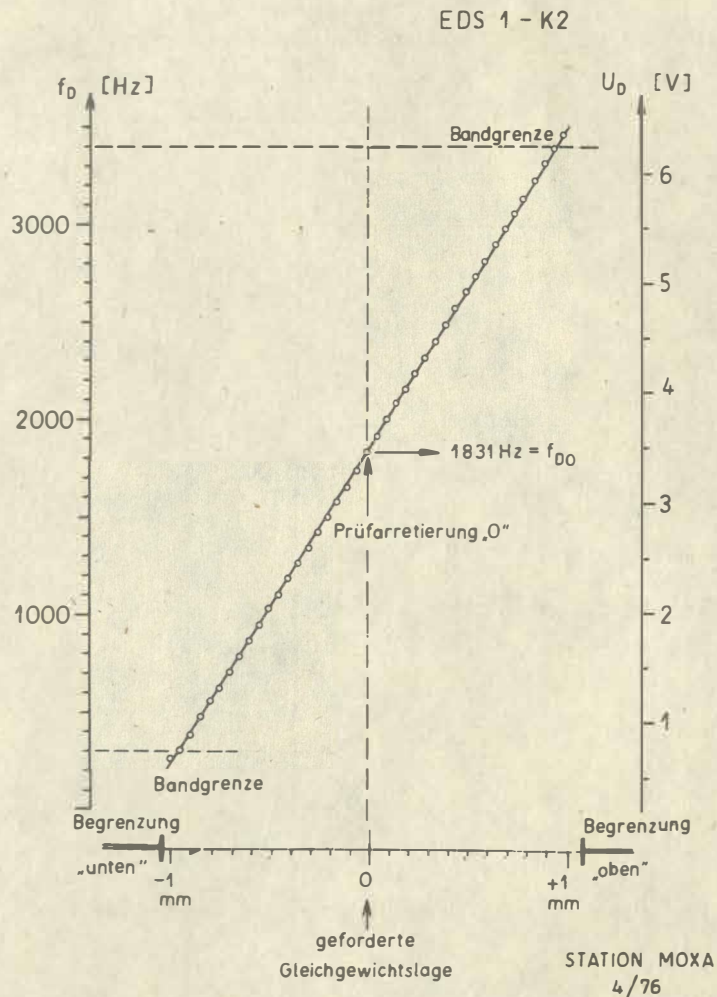


Abb. 18 Wandlerkennlinie

Wieweit man sich bei der Arretierung auf das absolute Erreichen eines bekannten Wertes verlassen kann, zeigt Abb. 19. Ausgehend von der Frequenz $f_{D0} \approx 1831$ Hz im arretierten Zustand, ist das Ergebnis sich abwechselnder Arretierungs- und Entarretierungsschritte dargestellt. Für die gemessenen 11 Zyklen liegt die Abweichung in f_{D0} - und damit zwangsläufig in U_{D0} - bei umgerechnet $\pm 2 \mu\text{m}$ äqu. Gehängeverrückung ($\approx \pm 3$ Hz). Eine gemessene Abweichung dieser Größenordnung in f_{D0} ist also keine Indikation für einen Defekt oder eine Alterung, sondern Eigenschaft der Arretiervorrichtung. Diese prinzipiellen Grenzen einer Arretiervorrichtung mit Fernbedienung sind nicht verwunderlich, da sich schon wenig unterschiedliche Arretierzeiten über unterschiedliche Verformungen am Arretierpunkt im Ergebnis niederschlagen.

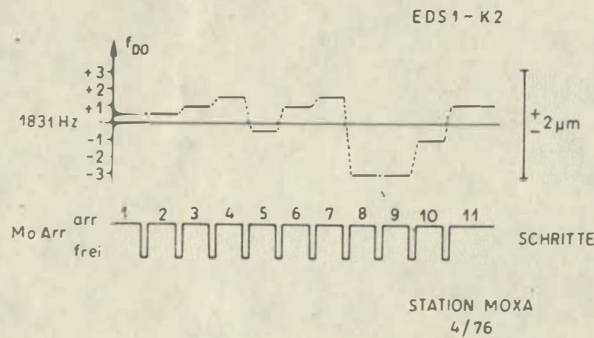


Abb. 19 Arretiergenauigkeit

10. Die Signalaufbereitung im EDS 1

10.1. Signalfluß und Filterstruktur

Die Erfassung der Relativbewegung zwischen Gestell und Gehänge unter Einschluß des Nullpunktes (wegproportionale Messung) und unter den in Kap. 9 besprochenen Forderungen über Drift- und Rauschfreiheit sowie Linearität bildet die Voraussetzung für die Realisierung eines elektronischen Seismographen mit breitem Einsatzbereich.

An das Wandler-System schließen sich nun weitere Baugruppen für Registrierung und Stabilisierung an. In Abb. 20 ist die Struktur einer Komponente des EDS 1 skizziert. Am Gehänge, gekennzeichnet durch die seismische Masse M , greifen Beschleunigungen $\ddot{\xi}$ an, die mit der Übertragungsfunktion des mechanischen Empfängers zu Verschiebungen x des Gehänges relativ zum Gestell führen. Diese werden (s. Kap. 9) über Kapazitätsänderungen ΔC des kapazitiven Gebers C_G in Frequenzänderungen Δf der Differenzfrequenz f_D und in Spannungsänderungen ΔU der Demodulatorspannung U_D linear, driftarm und rauscharm gewandelt. Die frequenzmodulierten NF-Signale (FM) werden über Trennstufen zur Entkopplung und Pegelanhebung nach außen geführt für

- Datenfernübertragung (DFÜ),
- Magnetbandregistrierung (MB) und
- Frequenzmessung mittels Zählfrequenzmesser (ZFM) zur Prüfung oder Digitalisierung des Meßwertes.

In f_D ist das volle Signal x incl. Seismographengleichgewichtslage ohne Bandeingrenzung nach unten vorhanden.

Am Ausgang des Wandlers erfolgt eine Trennung in Signal- und Störanteile. Aus den Signalanteilen möchte man den Gleichstromanteil der Demodulation, der der momentanen Gleichgewichtslage des Gehänges relativ zum Gestell entspricht, soweit entfernen, daß der Signalbereich nicht wesentlich beeinträchtigt wird. In den Störanteilen sollen keine Signale vorhanden sein, damit man diese nicht unbeabsichtigt mit gegenkoppelt und so den Übertragungsbereich bei der Langzeitstabilisierung beeinflusst. Der Schnitt im Spektrum liegt etwa zwischen $T = 300$ s und $T = 1000$ s. Kürzere Perioden ($T \leq 300$ s) werden als Signale angesehen und längere Perioden ($T > 1000$ s) als Störanteile (Driften, Neigungen, Alterungen, ...) definiert.

Die Signale gelangen über eine Trennstufe mit Mikro-seismikfalle (MSF) in einen Breitbandverstärker (BBV), der die Demodulator-Gleichspannung eliminiert. Am Ausgang steht die Breitbandinformation

$$(251) \quad 10 \text{ nm} < \xi_B^* \leq 1 \text{ mm} \quad (\text{BBV})$$

zur Registrierung zur Verfügung. Für spezielle Zwecke ist außerdem ein schmales Band um $T = 1$ s in einem Schmalbandverstärker (SBV) abgefiltert mit

$$(252) \quad 1 \text{ nm} < \xi_S^* \leq 1 \text{ mm} \quad (\text{SBV}) .$$

Die Ausgänge der Breitbandverstärker aller drei Komponenten des EDS 1 werden in einem Summationsverstärker (SV) zur Bildung der originalen Vertikalkomponente der Bodenbewegung $Z = \xi_2$ benutzt:

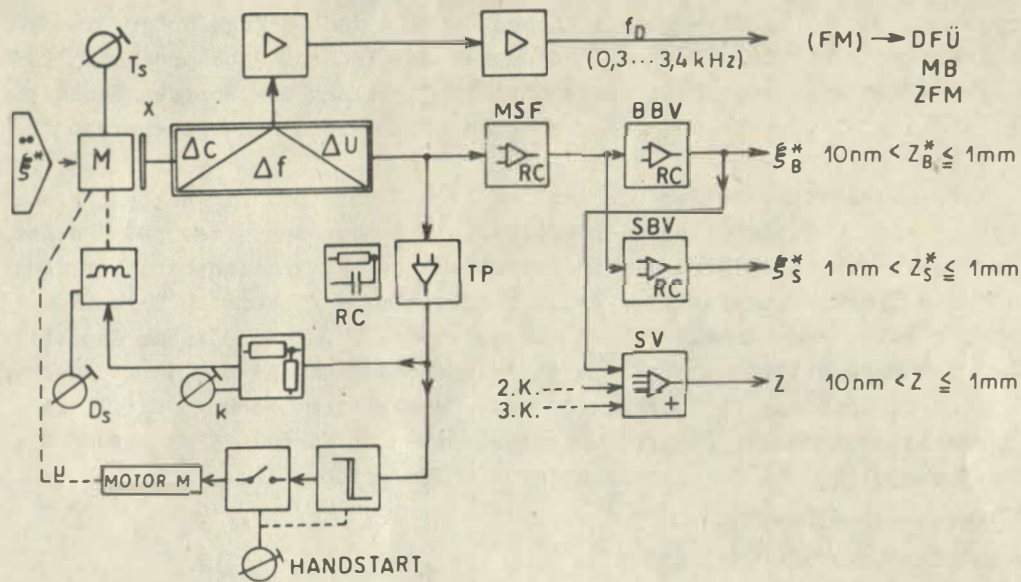


Abb. 20 Signalfluß 1. Komponente

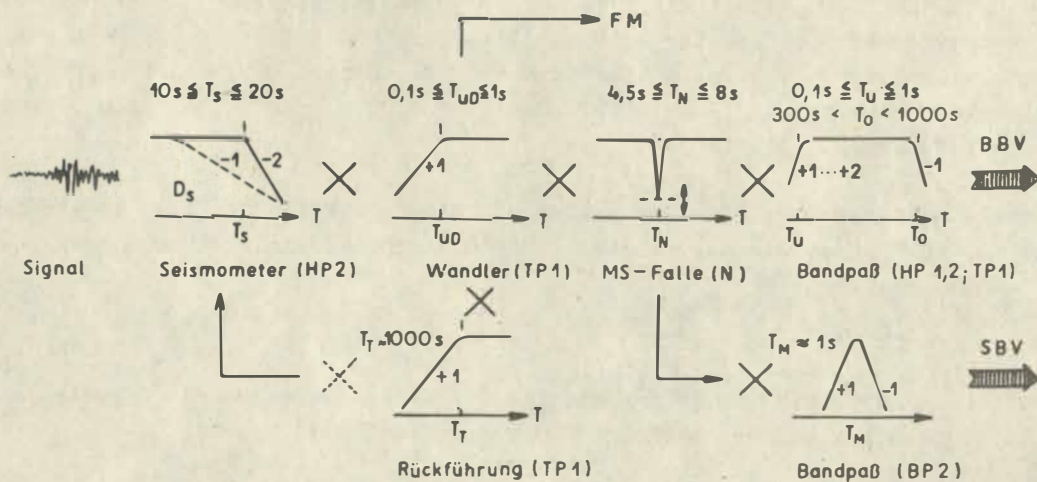


Abb. 21 Filterstruktur EDS 1

(253) $10 \text{ mm} < z \leq 1 \text{ mm}$ (BBV) .

Die Störanteile, die unerwünschten Verlagerungen der geforderten Gleichgewichtslage des Seismographen entsprechen und demzufolge die Parameter des Pendels verändern, werden der Tauchspule am Gehänge so zugeführt, daß sich ein zu den Störungen gegenphasiger Einfluß und damit eine Stabilisierung der Gleichgewichtslage ergibt (vgl. Abschnitt 7.1.). In diese Verbindung sind ein Tiefpaß TP zur Glättung und ein Abschwächer zur Einstellung des Regelkreisfaktors k eingeschaltet. An der Spule wird in Verbindung mit dem Innenwiderstand dieses Teilers die Seismographendämpfung D_s eingestellt. Am Tiefpaßausgang wird über eine Schwellwertlogik das Überschreiten der Abweichungen $\pm 0,3 \text{ mm}$ von der Nulllage festgestellt und eine automatische Nachstellung der Gleichgewichtslage mit der motorgetriebenen Zusatzmasse μ vorgenommen. Diese Nachstellung kann wahlweise auf Automatik oder Handsteuerung geschaltet werden. Die ausführliche Beschreibung der Funktion und Bedienung der einzelnen Baugruppen erfolgt in den Abschnitten 10.2. ff.

Zum Überblick sind in Abb. 21 die Übertragungskurven der einzelnen Baugruppen schematisch in ihrer Filterwirkung dargestellt. Das Bebensignal gelangt in den mechanischen Empfänger, einen Hochpaß 2. Ordnung (HP 2) mit der Eckperiode T_s und der Dämpfung D_s . Dieser Charakteristik ist die des Wandlers, eines Tiefpasses 1. Ordnung (TP 1), überschoben. Die Tiefpaßwirkung entsteht durch die RC-Kombination am Ausgang des Demodulators (vgl. Abschnitt 9.2.); T_{UD} kann leicht im Bereich von $T = 0,1 \text{ s} \dots 1 \text{ s}$ eingestellt werden.

Die Mikroseismikfalle zur Verbesserung der Auswertung analoger Bebenregistrierungen kann mit einer Mittenfrequenz $4,5 \text{ s} \leq T_N \leq 8 \text{ s}$ als Nullstellenfilter (N) in den Signalzweig eingeschaltet werden (vgl. Abschnitt 10.2.). Das interessierende Signalband schließlich sibt ein Bandpaß aus, der aus einem Hochpaß 1. Ordnung und einem Tiefpaß 1. oder 2. Ordnung zusammengesetzt ist. Zwischen $0,1 \leq T_u \leq 1 \text{ s}$ und $300 \text{ s} < T_o < 1000 \text{ s}$ als einstellbaren Grenzen kann das Signalband gewählt werden. In diesem Bereich erfolgt dann keine Verfälschung der Seismographencharakteristik (vgl. Abschnitt 10.2.). Das Paßband um $T_M \approx 1 \text{ s}$ wird im Schmalbandverstärker (SBV) durch einen aktiven Bandpaß 2. Ordnung mit einstellbarer Dämpfung α_M ausgesiebt (vgl. Abschnitt 10.2.). In der Rückführung wird ein Tiefpaß (TP 1) mit einer Eckperiode $T_T \approx 1000 \text{ s}$ zur Glättung der Rückführungsspannung eingesetzt (vgl. Kap. 11).

Die angeführten Einstellungen der Eck- und Mittelperioden der Filter sind außer der Eigenperiode T_s nicht über von außen zugängliche Korrekturstellen möglich. Bei der Beschreibung der Filter (Abschnitt 10.2.) und der Korrekturrichtungen (Kap. 11) wird gezeigt, wo und mit welchen Nebeneffekten vom Anwender des EDS 1 Änderungen der Filterparameter durchgeführt werden können.

10.2. Der Aufbau der Signalfilter

Im folgenden sollen die Filter des Signalzweiges in ihrer technischen Realisierung und dem konkreten Aufbau vorgestellt werden. Alle Filterungen sind mit Operationsverstärkern und RC-Netzwerken ausgeführt. Es werden durchweg A 109 oder MAA 502 ($\mu\text{A} 709$) in ausgemessenen Exemplaren eingesetzt. Die Selektion brauchbarer Exemplare erfolgte

in einer Testschaltung mit Kompensationsbandschreiber nach den geforderten Rauschwerten, entsprechend der äquivalenten Bodenbewegung, die noch aufzulösen ist [30].

In Abb. 22 arbeitet IS 1 als Trennverstärker und Mikroseismikfalle mit dem Doppel-T-Netzwerk $R_3 \dots R_5$, $C_1 \dots C_{10}$. Das seismische Signal wird dem nichtinvertierenden Eingang (+) des Operationsverstärkers zugeführt. Die Verstärkung beträgt weit oberhalb und unterhalb der Mittelperiode T_N des Nullstellenfilters

$$(254) \quad v = \frac{R_7}{R_6} = 1, \quad T \gg T_N, \quad T \ll T_N.$$

Die Unterdrückung bei T_N wird durch die Größe von $R_{11} + R_{17}$ eingestellt [8].

Abb. 23 zeigt für drei Fälle gemessene Unterdrückungskurven bei $T_N \approx 6$ s. Dabei variiert T_N leicht mit der Unterdrückung: T_N wird kleiner, wenn die Unterdrückung steigt, und nähert sich dem theoretischen Wert

$$(255) \quad T_N = 2 \pi (C_4 + C_5 + C_9 + C_{10}) R_3 = 5,7 \text{ s}.$$

Dieser Wert gilt ebenso für die anderen Filterteile:

$$(256) \quad (C_1 + C_2 + C_3) R_4 = T_N = (C_6 + C_7 + C_8) R_5.$$

Der Grad der Unterdrückung muß aus seismologischen Erwägungen heraus gewählt werden. Soll er kleiner als 10 sein, so ist in Abb. 22 R_{11} zu vergrößern, und R_{12} ist als Abgleich beizubehalten. Will man ohne Mikroseismikfalle arbeiten, so wird R_6 statt des Doppel-T-Netzwerks eingelötet.

Die weiteren Bauelemente an IS 1 sind zur richtigen Polung der Betriebsspannungen (Di_1, Di_2) und zur Unterdrückung der Schwingneigung bei höheren Frequenzen ($C_{11}, C_{12}, C_{13}, R_8, R_9$) notwendig. Durch Einfügung von $R_9 = 270 \Omega$ erhöht sich der Ausgangswiderstand von IS 1. Das ist bei Belastung in Rechnung zu setzen.

Der folgende Breitbandverstärker IS 2 [2, 3] ist dagegen sehr hochohmig angeschlossen. Er beginnt mit $R_{13} = 220 \text{ k}\Omega$ und $C_{14} = 1 \mu\text{F}$ als RC-Glied mit der Eckperiode 0,165 s, die Belastung durch $R_{14} + R_{15}$ mitberücksichtigt. Damit wird gleich das Signalband auf Perioden $T > 0,15$ s festgelegt. Unterstützt wird das Abschneiden höherer Frequenzen (> 50 Hz) durch die Kombination $(C_{20} + C_{21}) (R_{18} + R_{19})$. Auf der anderen Seite des Periodenbereiches hat IS 2 die Aufgabe, den Gleichspannungsteil des Demodulators bis zu einer Eckperiode $T_0 > 300$ s zu sperren. Das geschieht durch C_{18} mit $R_{13} + R_{14} + R_{15}$ als RC-Glied mit $T_0 = 400$ s. Da der Demodulator mit fester Polarität gegenüber Null arbeitet (249) und der Maximalwert der Demodulatorspannung nicht zur Übersteuerung von IS 1 und wegen dessen $v = 1$ auch nicht zu der von IS 2 führt, kann mit polarisierten Kondensatoren (Tantal) gearbeitet werden. Das ermöglicht die Realisierung der notwendigen hohen Zeitkonstanten bei vertretbarem Platzbedarf. Um T_0 noch auf ungefähr 1000 s zu erhöhen, ist Platz für weitere Kondensatoren C_{16}, C_{17} vorhanden. Eine hochohmigere Ausführung der Schaltung ($R_{18} + R_{19} > 660 \text{ k}\Omega$) ist nur unter Einbuße an Rauschfreiheit möglich. Auch C_{18} ist unter diesen Gesichtspunkten ausgemessen. Zur Erhöhung der Flankensteilheit am hochfrequenten Bandende legt man zweckmäßig die Zeitkonstanten T_u am Eingang und die von $(C_{20} + C_{21}) (R_{18} + R_{19})$ durch Vergrößerung von C_{20}, C_{21} auf $T_u \approx 0,15$ s.

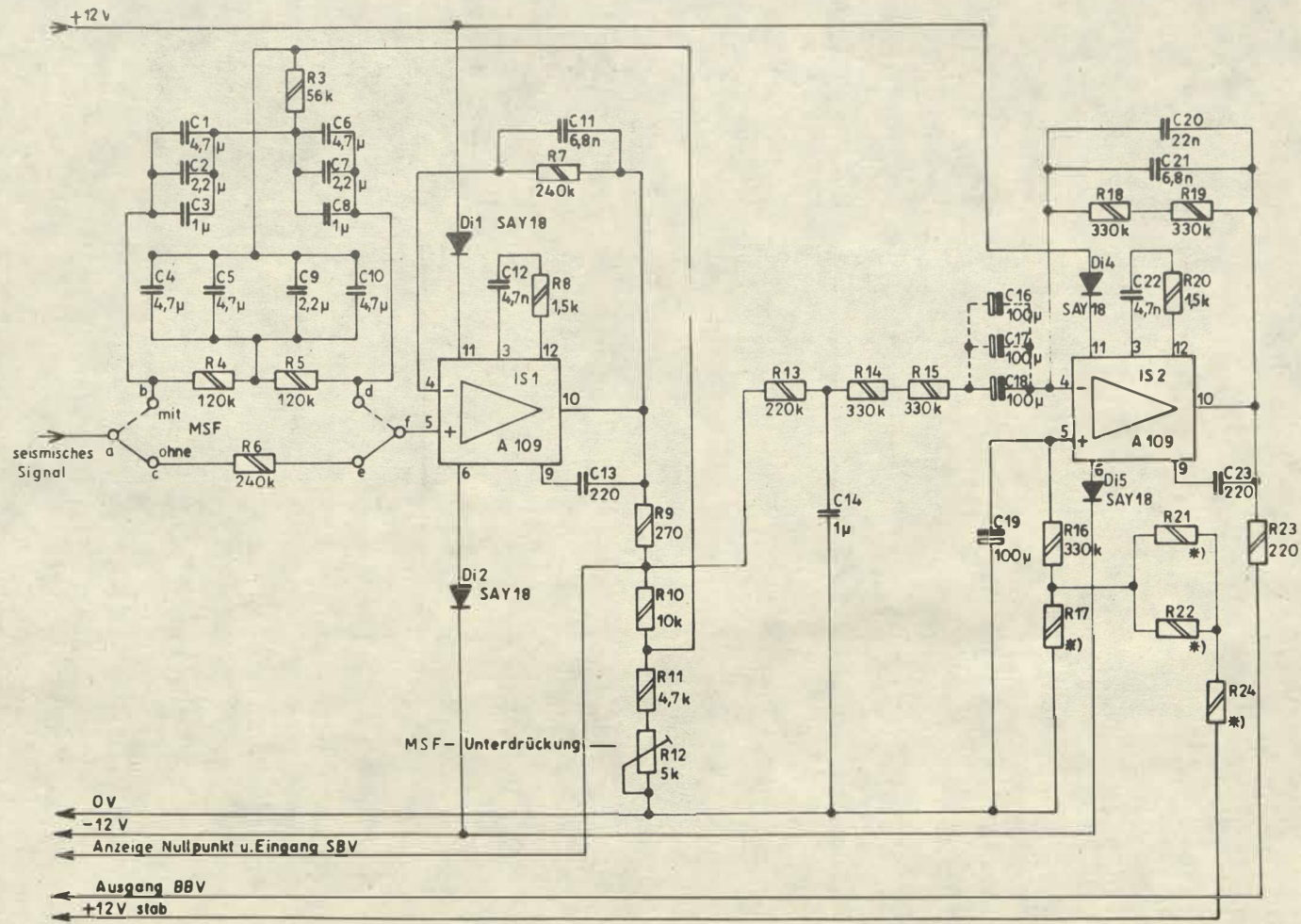


Abb. 22 Vorverstärker mit MSF, Breitbandverstärker

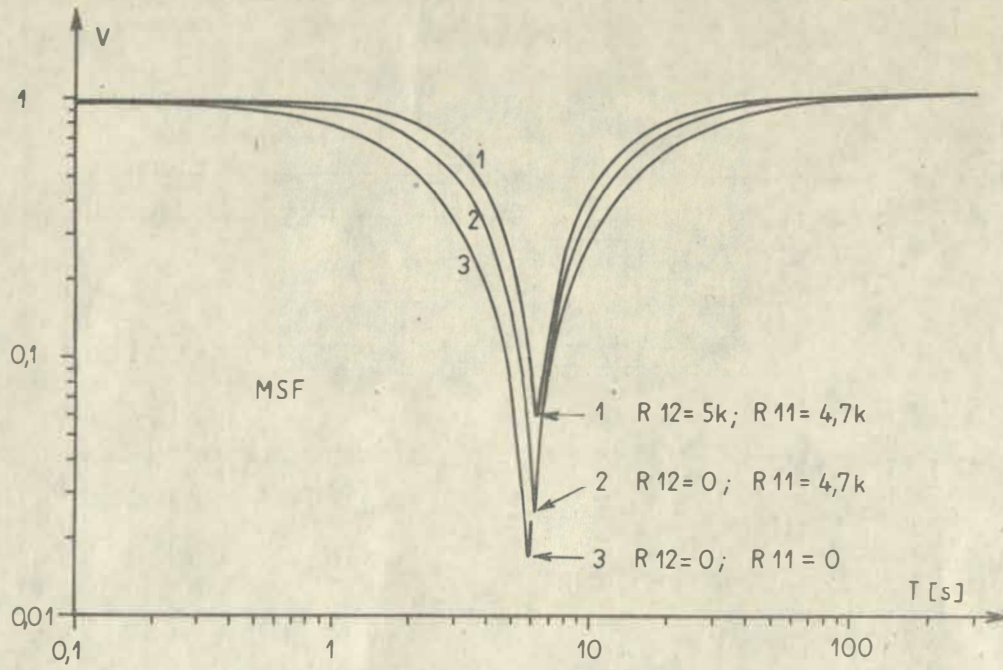


Abb. 23 Charakteristiken des Nullstellenfilters

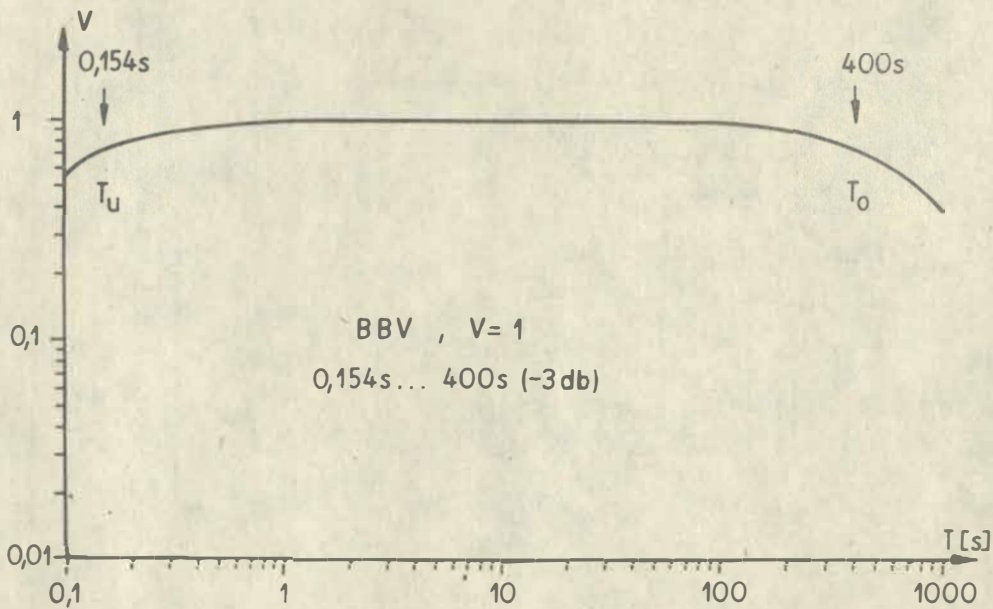


Abb. 24 Übertragungskurve Breitbandverstärker

Die gemessene Übertragungskurve des Breitbandverstärkers zeigt Abb. 24. Zwischen $T_u = 0,154$ s und $T_o = 400$ s ist $V = 1$ und bei T_u bzw. T_o auf 70 % ($\hat{=} -3$ db) abgefallen. Die Steilheit der Flanke für $T > T_o$ ist -6 db/Oktave ($\hat{=} T^{-1}$), die der Flanke $T < T_u$ kann von 6 db/Oktave auf 12 db/Oktave ($\hat{=} T^2$) und unter Zuhilfenahme der Zeitkonstanten der Demodulationsstufe auf 18 db/Oktave ($\hat{=} T^3$) gebracht werden. Das ist bei Digitalisierung erwünscht zur Vorbeugung von Verfälschungen des Meßwertes und zur Bandeinstimmung gegenüber Sprengungen, industriellen Störungen sowie Störschwingungen aus dem mechanischen Empfänger (Eigenresonanzen, Abb. 11).

Aus Rauschgründen ist C_{19} eingeführt. Die Offset-Kompensation [2] erfolgt am nicht-invertierenden Eingang von IS 2 durch Einspeisung einer Gegenspannung aus der Stromversorgung von IS 2 zwischen R_{16} und R_{17} durch Abgleich mit R_{21} , R_{22} , R_{24} und R_{17} . Am Ausgang von IS 2 ist $R_{23} = 220 \Omega$ eingefügt. Das macht den Registriererausgang des BBV kurzschlußsicher, ist aber als Innenwiderstand der Signalquelle bei Anpassung eines Registriermittels zu beachten.

Vom Ausgang der Mikroseismikfalle (MSF) wird die Demodulationsspannung U_{Do} zur Feststellung der Position des Gehänges zum Kontrollinstrument (Abb. 33) geführt. Gleichzeitig zweigt hinter der MSF der Schmalbandverstärker (SBV) zum Aussieben eines Signalbandes um $T_M = 1$ s ab. Dieses Filter ist zur Ableitung von Signalen gedacht, die sich mit denen elektrodynamischer kurzperiodischer Seismographen vergleichen lassen und diese in einigen Fällen ersetzen können. Die Filterstufe ist auf der Platine der Motorsteuerung mit untergebracht (Abb. 30). IS 3 ist als aktiver Bandpaß [2] geschaltet. Die Güte bzw. Resonanzüberhöhung dieses aktiven Filters ist mit R_{17} , R_{18} einstellbar. Abb. 25 zeigt gemessene Kurven. Vorzuziehen ist die mittlere Kurve, der eine Dämpfung von $\alpha_M = 0,5$ entspricht. Hier sind Einschwingvorgänge noch nicht groß, und die Verstärkung in Filtermitte ist der des IS 3 ohne Filter gleich ($V = 1$). Geringere Dämpfungen (höhere Güten) ergeben eine Resonanzüberhöhung von

$$(257) \quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2\alpha_M} > 1, \quad \alpha_M < 0,5,$$

und starke Verfälschungen der Signale durch ein Einschwingen bei impulsförmiger Erregung [2, 3, 4, 5, 8].

Bei $\alpha_M = 0,5$ (mittlere Kurve in Abb. 25) haben Bandbreite \bar{B} und Eckperioden (-3db-Punkte) die Werte

$$(258) \quad \bar{B} = 1,41 \text{ Hz}, \quad T_{Mu} = 0,5 \text{ s}, \quad T_{Mo} = 2 \text{ s}.$$

IS 3 ist ebenfalls ein auf geringes Rauschen in der Schaltung ausgesuchter A 109; wegen (248) muß das Rauschen im Paßband am Ausgang von IS 3 $\hat{=} 10 \mu\text{m}$ äqu. Bodenbewegung entsprechend $30 \mu\text{V}$ sein. $R_{16} = 200 \Omega$ am Ausgang von IS 3 macht diesen kurzschlußsicher, geht aber ebenfalls in die Anpassung des Registriergerätes ein.

Breitbandverstärker (BBV) und Schmalbandverstärker (SBV) haben einheitlich den Demodulationshub des Wandlers (246) als Ausgangshub. Beim SBV ist eine eventuelle Resonanzüberhöhung zwischen Eingangsspannung U_1 und Ausgangsspannung U_2 bzw. eine Absenkung für $\alpha_M > 0,5$ nach (257) zu beachten.

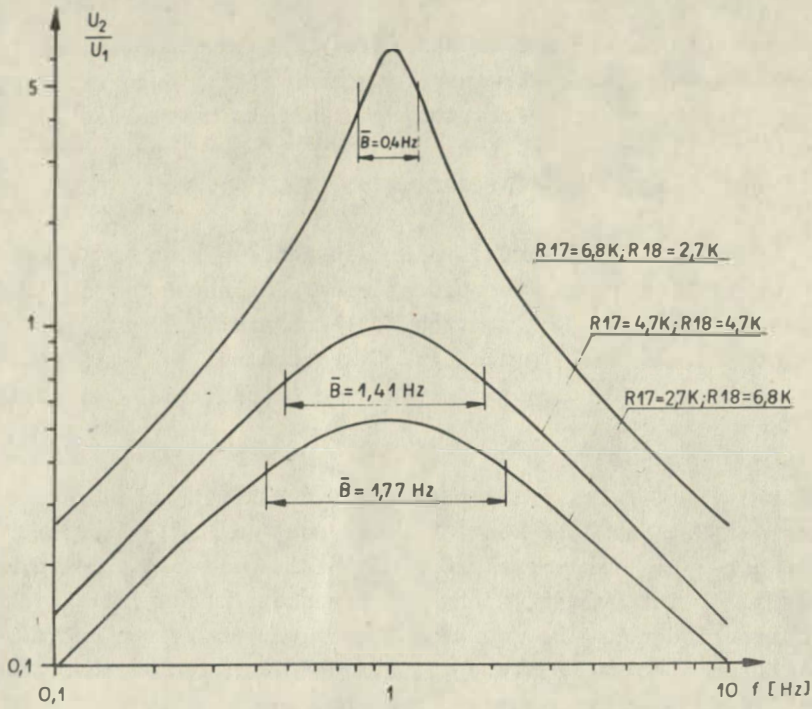


Abb. 25 Übertragungskurven Schmalbandverstärker

Die Rauscheigenschaften der ausgesuchten Operationsverstärker garantieren die geforderte Auflösung von 100 nm (BBV) und 10 nm (SBV) in dem vorliegenden Durchlaßband. Vergrößerung der Bandbreite, IS-Wechsel oder hochohmigere Beschaltung können die Rauschwerte erhöhen. Nach einer solchen eventuellen Änderung ist eine neue Überprüfung der Parameter unerlässlich.

11. Die Einrichtungen zur Parameterstabilisierung und -korrektur

11.1. Die integrale Rückführung

Der Zweck der analogen Rückführung mit Tiefpaßcharakter, auch als integrale Rückführung bezeichnet, ist das "Halten" des Gehänges in der Nähe der geforderten Gleichgewichtslage (Nullage) relativ zum Gestell, also eine Stabilisierung des Seismographen gegen langperiodische Driften, Temperaturgänge, Neigungen, Alterungen [17]. Nach Abschnitt 10.1. liegt dabei die Trennung zwischen Signal und langperiodischen Störvorgängen bei 300 ... 1000 s. Die Eckperiode ist $T_T \approx 1000$ s.

Das Tiefpaßfilter ist mit einem Operationsverstärker A 109 (Abb. 26) als Impedanzwandler realisiert. Der Demodulator verlangt eine hochohmige Last, um Veränderungen des Demodulationshubes \hat{a} zu verhindern. Das wird durch Be 1 mit hochohmigem Eingang ($R_5 = 470 \text{ k}\Omega$) erreicht. Am Eingang sind die Kondensatoren C_1, C_2, C_3 angeordnet, die die Zeitkonstante der Demodulation festlegen. Ebenfalls auf der "Empfängerplatte 2", die sich in unmittelbarer Nähe des Wandlers im Gehäuse des Seismographen befindet, sind die Stabilisierung für die Oszillator- und Demodulator-Betriebsspannung (Zd_1, Zd_2) sowie eine Trennstufe für das NF-Signal (Ts_1) untergebracht.

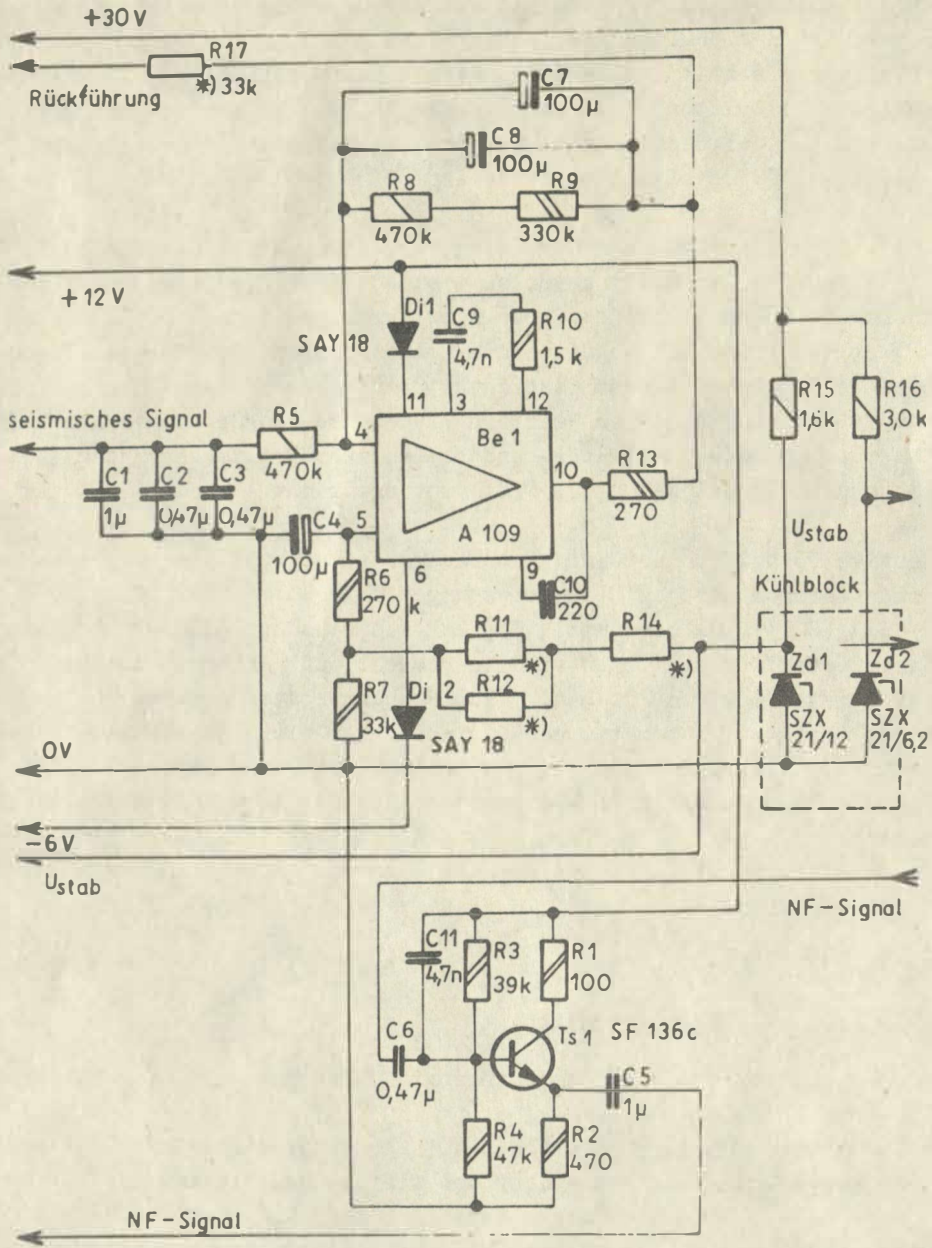
Die eindeutige Polarität des Demodulatorausganges erlaubt die Verwendung von Tantal-Elektrolytkondensatoren mit geringen Abmessungen. Die Eckperiode $T_T \approx 1000$ s wird durch $(R_8 + R_9)(C_7 + C_8)$ bestimmt. C_4 ist aus Rauschgründen erforderlich. Be 1 und die polarisierten Kondensatoren sind ausgesucht auf geringes Rauschen. Be 1 arbeitet mit einer Verstärkung von $\beta_1 = 1,7$ aus Gründen später noch zu besprechender Ansteuerung einer Logik zur automatischen Korrektur der Gleichgewichtslage über den Motor M (Abschnitt 11.2.). In Be 1 wird außerdem durch einen Kunstgriff die Nullpunktspannung U_{D0} des Demodulators so kompensiert, daß bei Arretierung des Gehänges (Nullage) am Ausgang von Be 1 die Spannung Null anliegt. Das wird durch eine etwas "schiefe" Speisung des Be 1 mit +12 V, -6 V und den Abgleich mit R_{11}, R_{12} erreicht. Richtwerte für die Widerstände sind

$$(259) \begin{cases} R_{14} = 120 \text{ k}\Omega, & R_{11} \approx 30 \text{ k}\Omega; \\ R_{12} \geq 100 \text{ k}\Omega & \text{bzw. entfällt.} \end{cases}$$

R_{12} ist für den Feinabgleich einlötlbar zugänglich, kann jedoch u.U. entfallen.

Wandert das Gehänge nun durch Driften o.ä. aus seiner geforderten Sollposition, so stellt sich am Ausgang von Be 1 eine über den Tiefpaß geglättete, dem Auswandern proportionale Spannung ein, die über einen Vorwiderstand R_{17} der Tauchspule gegenphasig zugeführt wird. Dadurch wird das Gehänge bis auf einen Restbetrag (Regelabweichung) zur Sollposition (Nullage) zurückgeführt (73). Die Größe des Stabilisierungsfaktors F wird bei fester Konstruktion durch Abgleich des Vorwiderstandes R_{17} für jede Komponente eingestellt.

Dann ergibt sich mit F für das Langzeitverhalten $T > 1000$ s ein Verhalten des Seismographen mit der Eigenperiode T_S wie das eines solchen mit der kürzeren Eigenperiode T'_S (164). F kann durch direkte Rückführung (C_7, C_8 abgelötet) mittels



Empfängerplatte 2

Abb. 26 Rückführungstiefpaß

Periodenmessung oder durch Spannungsmessung am Tiefpaßausgang im offenen und geschlossenen Regelkreis bestimmt werden. Eine Abweichung am Ausgang von Be 1 muß beim Schließen des Regelkreises auf $1/F$ zurückgehen. Macht man R_{17} zu diesem Abgleich veränderbar (Widerstandsdekade), so sind vorgeschriebene F leicht einzustellen.

Den für die Kompensation eines Ausschlages $d\eta$ erforderlichen Tauchspulenstrom I_{SR} erhält man nach (47), (49), (51), (52) sowie (73) zu

$$(260) \quad I_{SR} = \frac{Q k \beta_1}{G_s} d\eta = \frac{Q \omega_s^2}{G_s} (F - 1) d\eta .$$

Da Q , G_s für die Konstruktion Konstanten sind, hängt I_{SR} bei gegebenem ω_s vom geforderten F ab. Im Grenzfall $F = 1$ ist $I_{SR} = 0$, es gibt keine Kompensation.

Aus (52) und (73) folgt für das zu bestimmende k_4

$$(261) \quad k_4 = \frac{k}{k_1 k_2 k_3} = \omega_s^2 \frac{F - 1}{k_1 \beta_1}, \quad k_2 = k_3 \equiv 1 .$$

Wenn wir Abb. 3 auf den Anwenderfall (Abb. 26) spezifizieren, ist $k_1 \equiv \hat{a}$ (Demodulationshub), β_1 der Verstärkungsgrad von Be 1, $k_2 = k_3 \equiv 1$ (keine weiteren Baugruppen vorhanden) und k_4 die Tauchspulübertragungsfunktion (51) incl. $R_a \equiv R_{17}$ zum Regelkreisabgleich. Dann ist nach (51)

$$(262) \quad R_a = \frac{1}{R_D + R_s} \left\{ \frac{l_w G_s R_D}{Q(0) k_4} - R_D R_s \right\}$$

und daraus als Bemessungsvorschrift mit (261)

$$(263) \quad R_{17} \equiv R_a = \frac{1}{R_D + R_s} \left\{ \frac{l_w G_s R_D k_1 \beta_1}{Q(0) \omega_s^2 (F - 1)} - R_D R_s \right\} .$$

Mit den Richtwerten (EDS-1-Eichung, Station Moxa)

$$(264) \quad \left\{ \begin{array}{l} G_s \approx 4,5 \text{ Vs}, \quad Q(0) \approx 1,6 \cdot 10^{-2} \text{ kg m}^2, \quad R_s \approx 1000 \Omega, \\ R_D \approx 1800 \Omega, \quad k_1 \approx 2,94 \text{ V mm}^{-1}, \quad l_w \approx 140 \text{ mm}, \\ \beta_1 \approx 1,7, \quad k_2 = 1, \quad k_3 = 1, \quad T_s = 10 \text{ s}, \\ \omega_s^2 = 0,395 \text{ s}^{-2}, \quad F = 10 \end{array} \right.$$

erhält man aus (263)

$$(265) \quad R_{17} \approx 34,9 \text{ k}\Omega .$$

Es wurde $R_{17} = 33 \text{ k}\Omega$ gewählt und eine Abgleichmöglichkeit vorgesehen. Da sich das geforderte $F = 10$ auf das Langzeitverhalten bezieht und die Signalübertragung von $T = 300 \text{ s}$ nicht beeinflusst wird, ist es zulässig, R_{17} für alle drei Komponenten gleich zu wählen. Die geringen Streuungen in G_s , R_s , R_D machen das möglich. Aus (264) und (265) sieht man ebenfalls, daß durch R_{17} die im offenen Zustand ($k = 0$) bestimmte Dämpfung D_s nicht wesentlich beeinflusst wird. Da Be 1 geringen Innenwiderstand hat ($\approx 500 \text{ Ohm}$), liegt R_{17} parallel zu R_D . Das ergibt

$$(266) \quad R_D^i \approx 1,71 \text{ k}\Omega .$$

Die Dämpfung D_s wird geringfügig höher. Die stabilisierte Eigenperiode T'_s für $T > 1000 \text{ s}$ ergibt sich nach (164) zu

$$(267) \quad T'_s = \frac{T_s}{\sqrt{F}} = 3,16 \text{ s} .$$

Wie in Kap. 7 schon erwähnt, ist F bzw. $k \beta_1$ nur in Abhängigkeit von der Seismographeneigenperiode T_s , der Tiefpaßperiode T_T und der Dämpfung D_s so frei wählbar, wie es die Stabilität des rückgekoppelten Systems erlaubt. Mit

$$(268) \quad k \beta_1 \omega_T = 2D_s \omega_s^3$$

ist der Stabilitätsrand erreicht [17]. Stabil ist das System nur für

$$(269) \quad k \beta_1 < \frac{2D_s}{\omega_T} \omega_s^3 .$$

Da meist $D_s \geq 1/2$ ist, kann man

$$(270) \quad k < \frac{\omega_s^3}{\omega_T} \leq \frac{2D_s}{\omega_T} \omega_s^3, \quad D_s \geq \frac{1}{2}$$

als Stabilitätsbedingungen benutzen.

Für $T_T = 1000 \text{ s}$, $D_s \geq 1/2$ ist in Abb. 27 der Stabilitätsrand für (268) und für

$$(271) \quad F = \frac{\omega_s^2 + k \beta_1}{\omega_s^2} \approx \frac{k \beta_1}{\omega_s^2} < \frac{\omega_s}{\omega_T} = \frac{T_T}{T_s}$$

dargestellt. Unterhalb des Stabilitätsrandes ist das System stabil. $F = 10$ bei $T_s = 10 \text{ s}$ liegt weit unterhalb des Stabilitätsrandes. Die Forderung nach maximal geebener Charakteristik (s. Abschnitt 7.1.) führt zu einer Bemessungsvorschrift (166), die die Stabilitätsbedingung (271) erfüllt.

Gl. (271) zeigt auch den proportionalen Einfluß von T_T . Das ist in Abb. 28 dargestellt mit T_s als Parameter. Danach ist ein bestimmtes gefordertes F bei gegebenem T_s nur mit einem $T_T > T_T(\text{Grenze})$ stabil zu realisieren. Auf $F = 10$, $T_s = 10 \text{ s}$ folgt mit dem entsprechenden Abstand zur Grenze $T_T \gg 100 \text{ s}$. Das ist mit $T_T \approx 1000 \text{ s}$ beim EDS 1 gut erfüllt. Abb. 28 deutet jedoch auch an, wie groß T_T werden muß, wenn man bei entzerrtem Frequenzgang mit $T_s \approx 100 \dots 300 \text{ s}$ und Langzeitstabilisierung einen Seismographen betreiben will (Abschnitt 7.2.). Es wird mit $T_s = 200 \text{ s}$ und $F = 10$

$$(272) \quad T_T \gg 2000 \text{ s} .$$

Das ist schaltungsmäßig nicht mehr einfach, wenn man eine passive Realisierung des Tiefpasses anstrebt. Beim EDS 1 kann man wegen der festen Polarität des Wandlerausganges noch größere Elektrolytkondensatoren einsetzen, wenn die geforderte Auflösung für Breitbandbetrieb (Kap. 8) nur 10^{-4} beträgt.

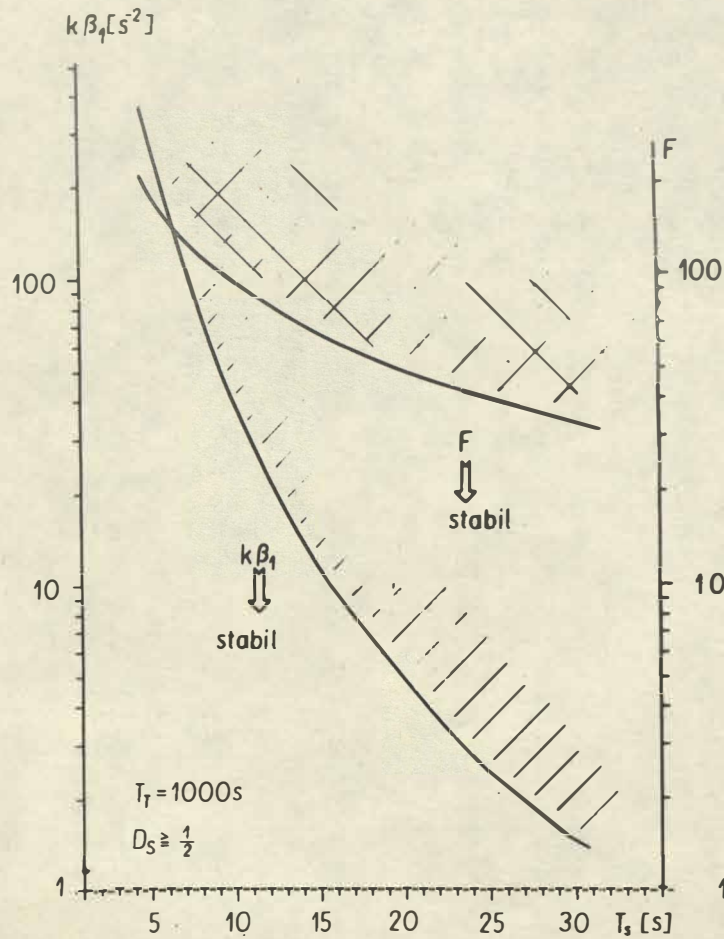


Abb. 27 Stabilitätsränder für $k\beta_1$ und F

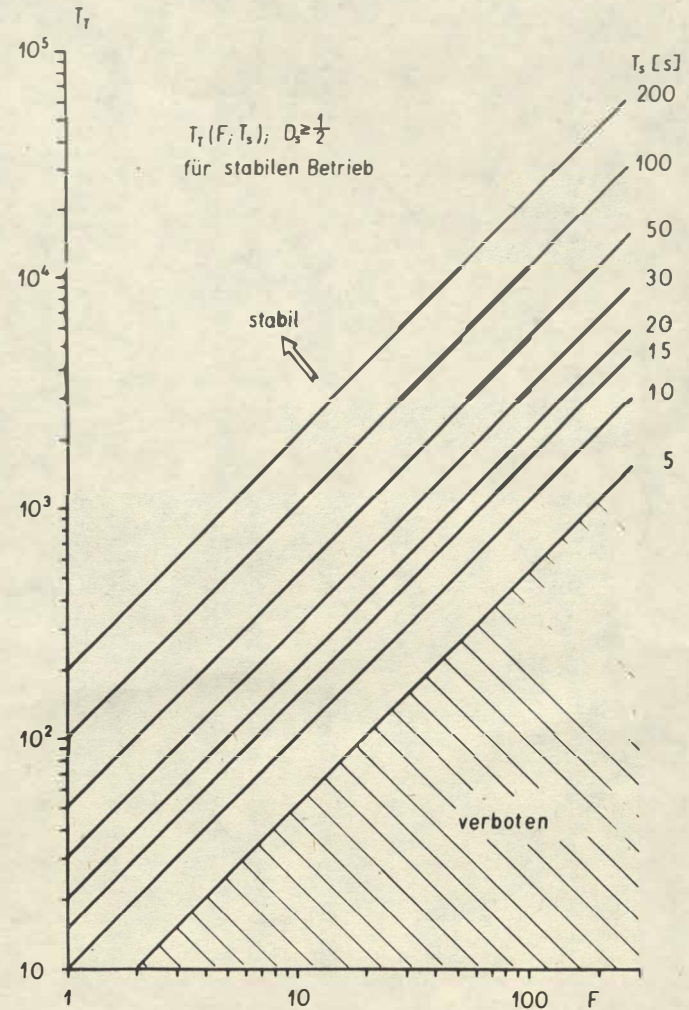


Abb. 28 Tiefpaßeckperiode T_T für stabilen Betrieb

Mit (271) ist natürlich auch die "Eigenperiode für das Langzeitverhalten" T'_S (164) unter den Forderungen der Stabilität eine Funktion von F mit den Parametern T_T, T_S . Es ist in Abb. 29 mit $T_T = 1000$ s und $T_S = 1 \dots 200$ s dargestellt, welche T'_S sich mit entsprechenden F und T_S als Parameter erreichen lassen. Oberhalb der Geraden $T'_S(F; T_S; T_T = 1000$ s) und links der ausgezogenen Grenze ist der Betrieb stabil. $T_S = 10$ s, $T_T = 1000$ s, $D_S \geq 1/2$ ermöglicht, mit $F = 1 \dots (100)$ die Langzeitperioden $T'_S = 10 \dots (1)$ s einzustellen. Dabei ist ebenfalls wieder ein bestimmter Sicherheitsabstand zur Grenze notwendig.

11.2. Die automatische Korrektur größerer Nullpunktabweichungen

Auch bei einem Betrieb des Seismographen mit Stabilisierung kann es infolge größerer Alterungsbeträge nach Inbetriebnahme oder als Auswirkung starker Temperaturschwankungen sowie nach großen Neigungsänderungen vorkommen, daß sich im Rückführkreis ein größerer Strom einstellt und trotz Stabilisierung mit $F = 10$ eine erhebliche Regelabweichung $d\eta^*$ auftritt.

Man muß sich also je eine Schwelle unterhalb und oberhalb der Gleichgewichtslage vorgeben, deren Überschreiten eine automatische Nullpunktkorrektur initiiert. Diese wird über den Motor M vorgenommen, der in der seismischen Masse die Zusatzmasse μ verschiebt (s. Abschnitt 6.2.). Dazu läuft der Motor M in einer Richtung, in der die Verschiebung von μ eine Verminderung des Regelkreisstromes bewirkt. Während des Motorlaufes führt das Gehänge heftige Ausschläge aus, die eine Registrierung unmöglich machen. Da diese Störschwingungen kleiner als 1000 s sind, wird diese Gehägebewegung wegen der glättenden Wirkung des Tiefpasses nicht bis an den Ausgang spürbar; dort tritt nur ein Spannungswert für die mittlere Gleichgewichtslage auf. Da der Verstellvorgang außerdem sehr schnell gegenüber T_T ist, reagiert die analoge Regelung noch nicht sofort. Ist die Schwelle unterschritten, so stoppt der Motor M , und der analoge Regelteil stellt sich auf die neuen Verhältnisse am Tiefpaßausgang ein, wobei er den Korrekturvorgang unterstützt. Das bedeutet, daß durch die integrale Rückführung der Betrag der Abweichung, der durch den Korrekturvorgang unterschritten wurde, noch weiterhin vermindert wird, bis sich ein Gleichgewicht eingestellt hat (Einschwing- bzw. Abklingverhalten des Tiefpasses).

Schaltungsmäßig wird das durch eine Schwellwertlogik mit Komparatoren (Abb. 30) realisiert [2, 4, 32, 33]. Vom Tiefpaßausgang her liegt am Eingang der Platine "Motorsteuerung/Schmalbandverstärker" eine geglättete Spannung, die der Abweichung des Gehänges von der Nulllage für $T > 1000$ s entspricht und einen Hub von ca. 5 V/mm hat. Diese Spannung wird über den Teiler R_1/R_2 den Komparatoren (A 110), IS 1, IS 2 zugeführt. Der Schwelle von $\pm 0,3$ mm entspricht eine Spannung von $\pm 1,5$ V. Wird diese Schwelle überschritten, so schaltet der Komparator IS 1 bei Spannungen $> +1,5$ V am Ausgang von $+3$ V auf -5 V. IS 2 schaltet bei Spannungen $< -1,5$ V am Ausgang von $-0,5$ V auf $+3$ V. Das Umschalten von IS 1 bzw. IS 2 gibt über C_4 bzw. C_5 durch Differentiation einen negativen bzw. positiven Impuls, der den als bistabilen Multivibrator [32] geschalteten IS 4 bzw. IS 5 (A 109) am invertierenden (-) bzw. nichtinvertierenden (+) Eingang in den leitenden Zustand von -5 V nach $+11,4$ V bzw. von -7 V nach $+11,4$ V steuert. Demzufolge läuft der in

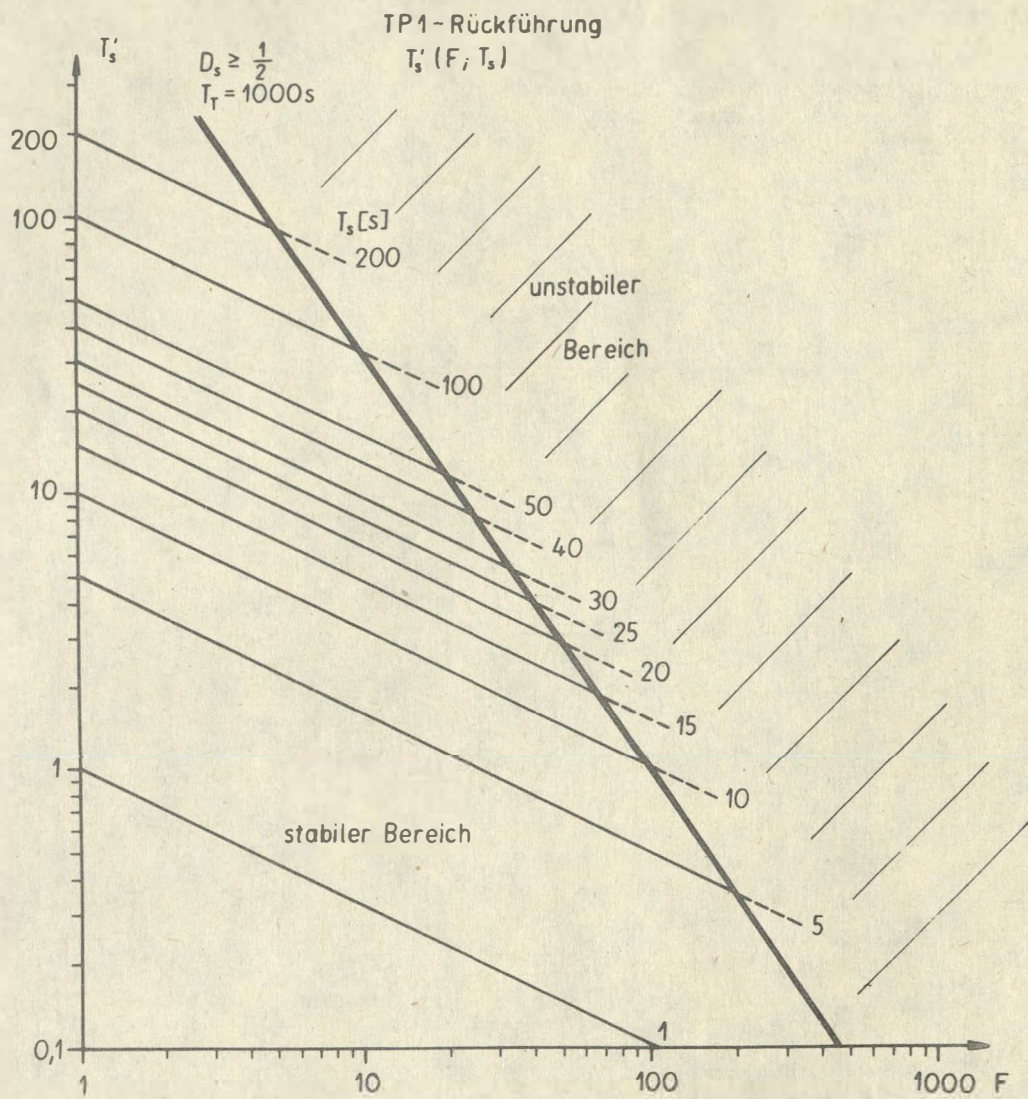


Abb. 29 Scheinbare Eigenperiode T'_s bei Tiefpaßrückführung

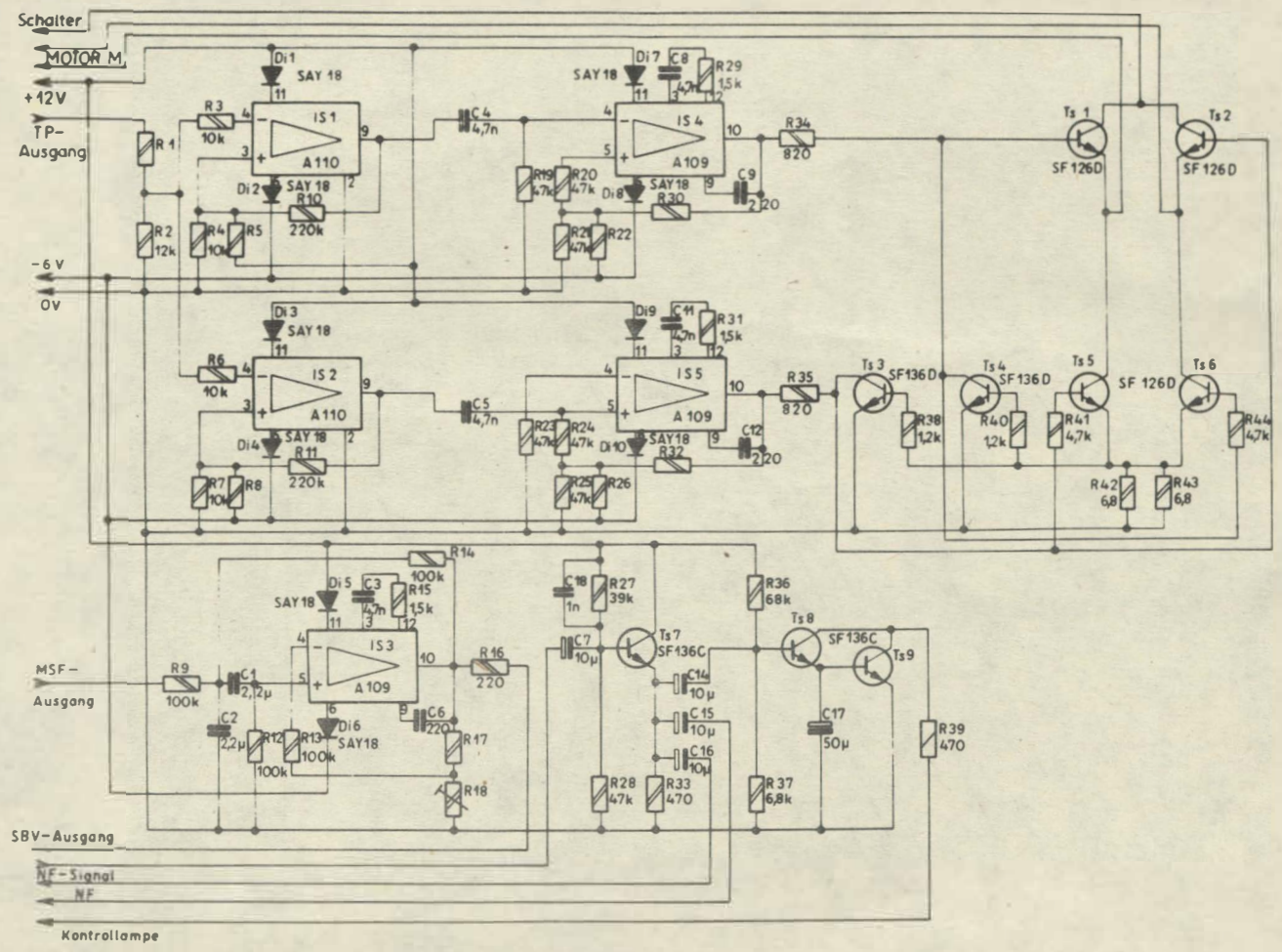


Abb. 30 Motorsteuerung und Schmalbandverstärker

der Transistorbrücke Ts_1, Ts_2, Ts_5, Ts_6 liegende Motor M über Ts_1, Ts_6 bzw. Ts_2, Ts_5 rechts oder links herum. Die Drehrichtung ist dabei so gewählt, daß die Verschiebung von μ zum Unterschreiten der Schwelle $+1,5$ V bzw. $-1,5$ V führt. Dann schaltet IS 1 bzw. IS 2 auf "sperren", und IS 4 bzw. IS 5 schaltet über den Rückimpuls den Motor M ab. Der "Ein"-Zustand von IS 4 bzw. IS 5 wird durch R_{20}/R_{30} bzw. R_{24}/R_{32} aufrechterhalten bis zu diesem Abschalten (bistabiles Verhalten). IS 4 bzw. IS 5 sind negativ vorgespannt; IS 1, IS 2 werden unsymmetrisch mit -6 V/ $+12$ V gespeist und sind positiv (IS 1) bzw. negativ (IS 2) am (+)-Eingang vorgespannt. Die Transistoren Ts_3, Ts_4 haben Schutzfunktion gegenüber Fehlbedienungen bzw. Ausfällen, die zu einem gleichzeitigen Öffnen der Transistoren Ts_1, Ts_2, Ts_5, Ts_6 und deren eventueller Zerstörung führen könnten [30].

Auf der Platine ist der schon in Abschnitt 10.2. beschriebene Schmalbandverstärker (SBV) angeordnet und eine Trennstufe für die NF (Ts_7) sowie eine Schaltstufe (Ts_8, Ts_9) für die Signalkontrolle (Lampe) untergebracht.

11.3. Die Korrektur von Eigenperiode und Gleichgewichtslage durch Handbetrieb

Zur Inbetriebnahme und zur Einhaltung der vorgeschriebenen Parameter ist es notwendig, Eigenperiode und Gleichgewichtslage mit den zugehörigen Motoren M und F von Hand einzustellen oder zu korrigieren. Die Korrektur der Gleichgewichtslage kann entweder durch Verschieben der Zusatzmasse μ oder des gestellfesten Federangriffspunktes A erfolgen.

Nach (78) ist bei Vernachlässigung der Schraubenfedermasse und $\nu' = \varepsilon$ die zur Kompensation eines Ausschlages $d\eta^*$ notwendige Verschiebung der Zusatzmasse μ

$$(273) \quad dz'' = \frac{F M z_1'(0)}{\mu N^2 \cos^2 \varepsilon} d\eta^*$$

Mit (151) und $\mu = 8,66$ g ergibt sich

$$(274) \quad dz'' = 55,5 F d\eta^* \text{ mm.}$$

Damit das Gehänge möglichst in seiner geforderten Gleichgewichtslage bleibt, soll bei einer Abweichung von $0,3$ mm, d.h. $d\eta^* \approx 0,002$, die automatische Kompensation eine Rückstellung bewirken (Abschnitt 11.2.). Dann werden stets noch Gehängebewegungen von $0,7$ mm Amplitude gewährleistet sein. Bei fehlender elektronischer Rückkopplung ($F = 1$) ist zur Rückführung nach (274) eine Verschiebung $dz'' = 0,12$ mm notwendig.

Die durch den Motor M bewegte Zusatzmasse μ sitzt auf einer Gewindespindel, die eine Steigung von $0,5$ mm hat. Der Antrieb erfolgt durch einen Motor Typ 2033 von PIKO. Die Drehzahl des Motors von $9000/\text{min}$ wird durch zwei Schneckengetriebe im Verhältnis $1 : 900$ untersetzt, so daß er bei einer Steuerspannung von 12 V für eine Umdrehung der Spindel $5 - 6$ s benötigt.

Bei eingeschalteter Rückkopplung sind etwa 2 Umdrehungen, d.h. 10 s Ausschlagkompensation, erforderlich; ohne Rückkopplung ist es nur 1 s. Auch dann kann noch eine Einstellung der Gleichgewichtslage mit einer Genauigkeit von 0,1 mm erreicht werden, da dazu Stromstöße von 0,3 s Dauer erforderlich sind. Mit Hilfe der Zusatzmasse μ kann also die Gleichgewichtslage genau eingestellt werden. Bei Speisung des Motors M mit der Nennspannung von 12 V hängen Drehzahl und aufgenommener Strom etwas von der Drehrichtung ab; letzterer beträgt 60 bis 100 mA.

Die Einrichtung zur Verstellung des Federangriffspunktes A ist genauso aufgebaut wie die zur Verschiebung der Zusatzmasse μ , nur beträgt die Steigung der Gewindespindel hier 0,35 mm. Es würden daher zur Kompensation des Ausschlages 0,03 Umdrehungen erforderlich sein. Das wird wegen des toten Ganges im Getriebe nicht exakt möglich sein. Die Kompensation eines Ausschlages ist also auf diese Weise nicht praktikabel, worauf bereits im Abschnitt 3.7. hingewiesen wurde.

Die Verstellung des Federangriffspunktes A wird daher nur zur Einstellung der Eigenperiode T_s benutzt. Soll diese um dT_s geändert werden, so ist nach (92) eine Verschiebung um

$$(275) \quad d\tilde{a} = - \frac{2\tilde{a} \cos \varepsilon}{N^2} \frac{dT_s}{T_s}$$

erforderlich.

Eine Korrektur der Eigenperiode wird notwendig, wenn diese um mehr als 5 % vom Sollwert abweicht. Das bedingt nach (275) eine Verschiebung um $d\tilde{a} = 0,019$ mm. Die dabei auftretende Änderung der Gleichgewichtslage muß dann durch Verschiebung der Zusatzmasse μ kompensiert werden. Nach (83) beträgt diese

$$(276) \quad dz'' = - \frac{M \tilde{z}_1'(0) \sin \varepsilon}{\mu \tilde{a} \cos^2 \varepsilon} d\tilde{a} = - \frac{M}{\mu} \tan \varepsilon d\tilde{a} = 132 d\tilde{a},$$

also muß $dz'' = 2,5$ mm sein.

Um die Einstellung der Eigenperiode durchführen zu können, sind beide Verstelleinrichtungen von außen durch Drucktasten steuerbar. Günstig ist die Steuerung des Motors F für den Federangriffspunkt A dadurch, daß durch Tastendruck ein Stromstoß von $\approx 0,1$ s ausgelöst wird. Damit kann theoretisch eine Änderung der Eigenperiode von ca. 2 % erreicht werden, denn in dieser Zeit dreht sich die Spindel um etwa 0,02 Umdrehungen.

Es ist nun weiter zu beachten, daß bei einer automatischen Steuerung der Verstellung der Zusatzmasse μ eine Änderung der Eigenperiode auftreten kann. Wie in Abschnitt 3.7. ausgeführt, ist das der Fall, wenn eine Ausschlagänderung durch Neigung des Gestells oder Änderung der Vorspannlänge l_F hervorgerufen wird. Nach (82) wird zur Kompensation einer Neigungsänderung $d\varphi$ eine Verschiebung

$$(277) \quad dz'' = \frac{M \tilde{z}_1'(0) \tan \varepsilon}{\mu \cos \varepsilon} d\varphi = 1,8 \cdot 10^4 d\varphi \text{ mm}$$

benötigt ($e_3 = 1$ gesetzt). Danach wird bei einer Änderung von 0,2' bereits die Ansprechschwelle der Verschiebungseinrichtung erreicht, und bei 0,5' beträgt nach (91)

die Änderung der Eigenperiode bereits 5 %. Da die Zusatzmasse nur um ± 15 mm verschoben werden kann, können höchstens $\pm 3'$ Neigungsänderung kompensiert werden. Man kann daher die Kompensationsautomatik nicht unkontrolliert laufen lassen und muß Gleichgewichtslage und Eigenperiode routinemäßig in festen zeitlichen Abständen überprüfen, die sich aus den Betriebsverhältnissen und den Aufstellungsbedingungen ergeben. Ist eine Veränderung der Vorspannlänge l_F die Ursache für das Ansprechen der Automatik, so ist mit Eigenperiodenänderungen von fast der gleichen Größe zu rechnen, wie man mit Hilfe von (82) und (91) leicht nachweist.

In Abb. 31 ist dargestellt, wie sich die Bedienung der Korrektoreinrichtungen auswirkt. Es wird davon ausgegangen, daß eine Korrektur der eingestellten Eigenperiode $T_S \approx 10,3$ s durchzuführen ist. Die Gleichgewichtslage ist hergestellt. T_S wird durch schrittweises Korrigieren mit dem Motor F verändert. Das ergibt pro Schritt eine durchschnittliche Änderung von $dT_S \approx 0,25$ s, die man nach erfolgter Korrektur der Gleichgewichtslage messen kann. Diesem Schritt dT_S entspricht eine Änderung der Gleichgewichtslage von ≈ 2 mm. Das wird durch eine Verschiebung der Zusatzmasse μ (Motor M) korrigiert. Der volle Korrekturbereich beträgt 15 Schritte. T_S variiert dabei von 9,5 s ... 13 s. Die Verstellung ist im Groben linear. Die Streuung ist jedoch so groß, daß durch Korrigieren in beiden Richtungen T_S auf $\pm 0,1$ s abgeglichen werden kann. Da mit großen Verstellungen von T_S , die zu den grundlegenden Einstellarbeiten bei der Inbetriebnahme zu zählen sind, im Routinebetrieb nicht zu rechnen ist, bleibt für die Nachstellung der Gleichgewichtslage - und damit für die Korrektur der Auswirkungen von Temperaturgängen, Neigungen, Driften u.ä. - eine gute Reserve. Die Testung zeigt, daß im Stationsbetrieb bei üblichen Aufstellungen auf Sockeln alle Korrekturen bequem und ohne Eingriffe in den mechanischen Empfänger auszuführen sind.

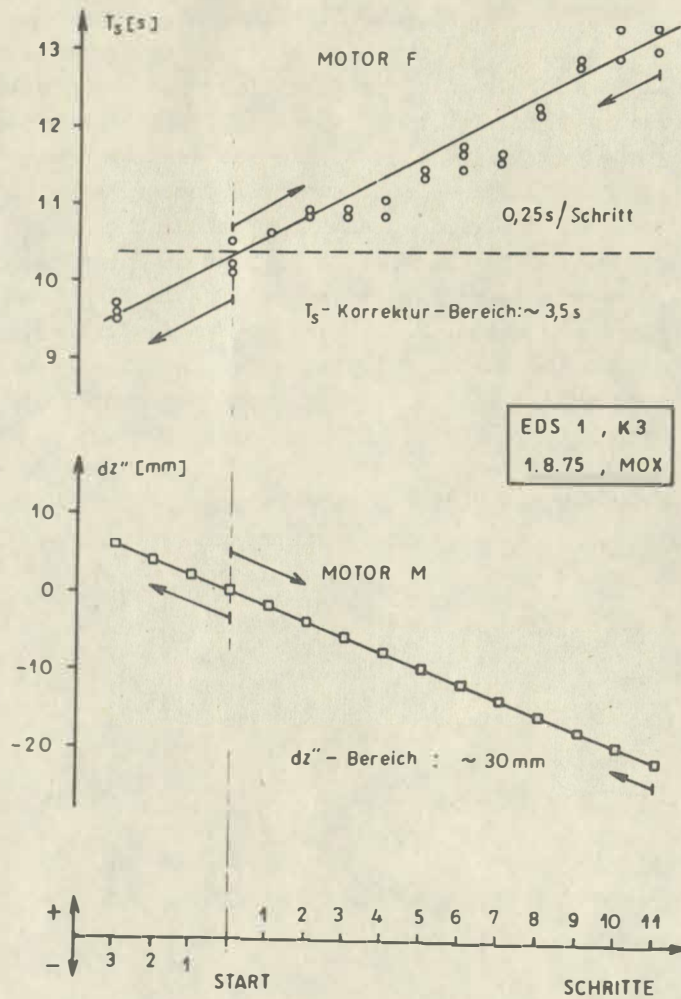


Abb. 31 Korrektur von Eigenperiode und Gleichgewichtslage

12. Einweisung in die Bedienung des EDS 1

Im folgenden sollen kurz die Verteilung der Korrekturmöglichkeiten, die Handhabung und Bedienung des Gerätes, der strukturelle Aufbau sowie der Bedienungsablauf beschrieben werden.

Abb. 32 zeigt schematisch die Anordnung der Motoren im mechanischen Empfänger für eine Komponente. Motor F am oberen Federschlitten wirkt auf die Eigenperiode T_s , Motor M in der seismischen Masse auf die Gleichgewichtslage, Motor Arr auf den Bewegungszustand (frei/arretiert). Diese Motoren werden entsprechend der gewählten Konzeption des EDS 1 von einem Stationsgerät aus bedient bzw. automatisch gesteuert. Gleichzeitig sind die Anschlüsse der Dämpfungs- und Rückführungsspule an das Stationsgerät geführt. Dort wird, wie schematisch in Abb. 32 angedeutet, der Dämpfungswiderstand angeschaltet, die Stabilisierung der integralen Rückführung festgelegt und über einen Vorwiderstand ein Eichstrom, ein Impuls oder ein Sinussignal in die Spule eingespeist.

Zur Signalwandlung befindet sich der Wandlerbaustein mit dem Rückführungstiefpaß, der Trennstufe für die FM-Signale und der Nachstabilisierung unmittelbar, in Nähe der isolierten Kondensatorplatte, am mechanischen Empfänger. Die Versorgungsleitungen und die Signalausgänge (ungefiltert, FM, Regelkreis) sind ebenso wie die anderen Leitungen zum Stationsgerät geführt.

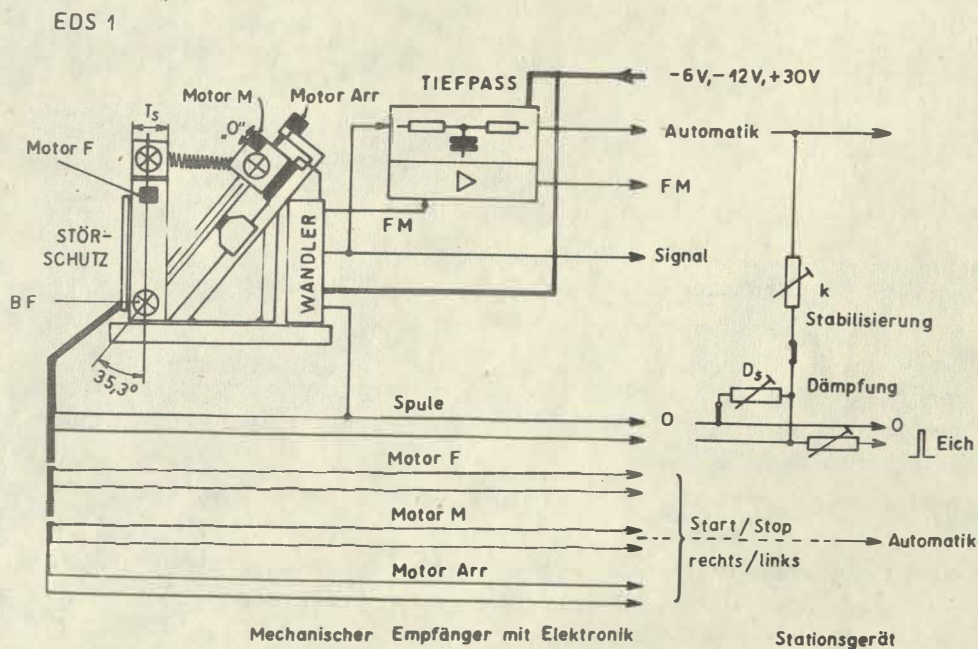


Abb. 32 Struktur einer Komponente mit Elektronik

Dessen Ansicht und Bedienungsübersicht ist in Abb. 33 dargestellt. In einem Doppelschub [30] sind untergebracht: oben von links nach rechts das Netzteil, die Kassetten für die Signalfilterung und die Motorautomatik (Motor M für automatische "O"-Korrektur) der Komponenten 1, 2, 3; unten von links nach rechts die Kassetten für die Rückführungszweige der drei Komponenten, ein Kontrolleinschub, der Bedienungseinschub und der Netzeingang. Damit hat die obere Etage nur Kassetten ohne Bedienelemente. Gewählt wird in den Signalkassetten allein der Betrieb mit bzw. ohne Mikroseismikfalle durch Umlöten zweier Drahtbrücken (s. Abschnitt 10.2.).

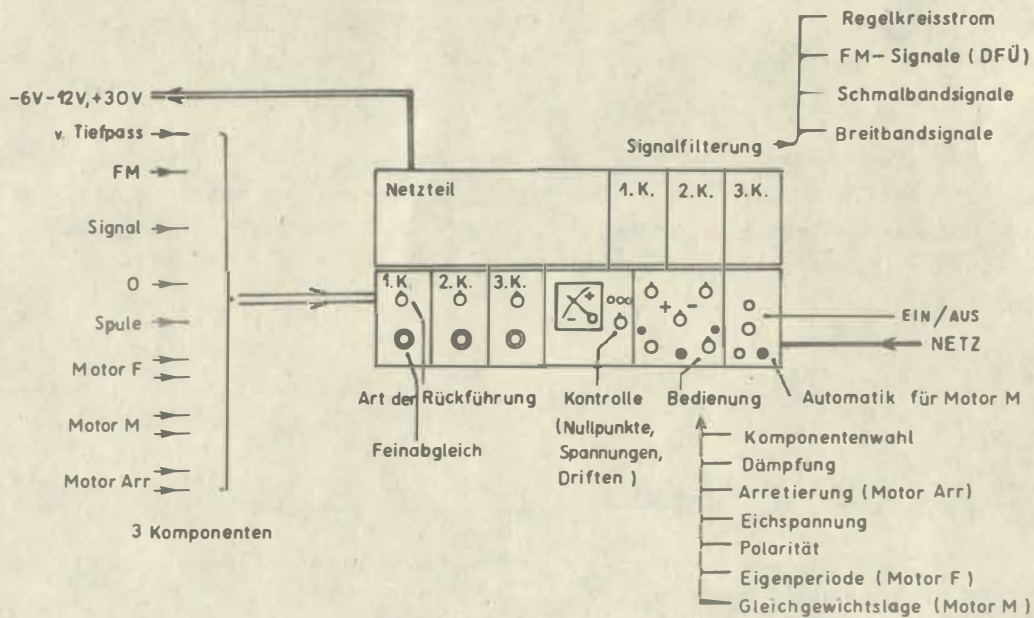


Abb. 33 Bedienungsübersicht über das Stationsgerät

In der unteren Etage wird am Einschub "Netz" das Gerät in Betrieb gesetzt und die Betriebsweise "mit/ohne Automatik" für die Gleichgewichtslage der mechanischen Empfänger gewählt. In Stellung "mit Automatik" leuchtet eine grüne Lampe auf. Gleichzeitig ist dabei die Bedienung der Motoren M von Hand unmöglich gemacht. Bei Ausfall der Netzspannung wird durch eine Sicherheitsschaltung die Automatik ausgeschaltet und muß neu gesetzt werden. Das zeigt eine rote Lampe an. Die Trennung ist notwendig, um Regelkreisschwingungen bei Wiederkehr der Netzspannung zu unterbinden.

Der Einschub "Arret./T_g-Prüfung" ist zusammen mit dem für die "Betriebskontrolle" als Einheit bezüglich der Parameterkorrekturen und Handhabungen zu sehen. Am Instrument sind das Vorhandensein der erforderlichen Betriebsspannungen sowie die Gleichgewichtslagen und die Regelkreisströme zu prüfen. Also kommt von dort die Information, ob und was korrigiert werden muß, und bei bzw. nach dem Korrekturvorgang die Indikation über die Wirkung der Maßnahme.

Zur Kontrolle der richtigen Verbindung zwischen mechanischem Teil und Stationsgerät sind am Kontrolleinschub drei Signallampen angeordnet, die mit dem Aufleuchten anzeigen, daß die Wandlerysteme richtig gespeist werden und ein frequenzmoduliertes Signal liefern. Das ist nur der Fall, wenn beide Leitungen richtig verbunden sind, und bildet damit eine wirksame Kontrollmaßnahme.

Die Bedienung des Gerätes bedeutet

- das Ansteuern der Motoren M, F, Arr über Tasten bzw. Drehschalter, die Wahl des Drehsinnes der Motoren und der Komponente, die korrigiert werden soll,
- das Schließen bzw. Öffnen der Dämpfungen und
- das Einspeisen eines Eichstromes wählbarer Polarität.

Das Vorgehen bei einzelnen Prozeduren sei kurz dargestellt. Es wird davon ausgegangen, daß der mechanische Teil stabil aufgestellt und ausgerichtet, thermisch eingelaufen, mechanisch und elektrisch abgeglichen sowie bezüglich T_s und der Gleichgewichtslage im gewünschten Bereich eingestellt ist. Dann bedeutet die Bedienung das Ansprechen gewisser Funktionen und die Korrektur kleiner Abweichungen von den geforderten Werten für T_s und "0". Größere Abweichungen infolge von Fehlern im Gerät oder bei einem Wechsel des Aufstellungsortes sind am geöffneten mechanischen Empfänger zu beheben.

Zur **A r r e t i e r u n g / E n t a r r e t i e r u n g** ist ein Drehschalter vorgesehen mit den Stellungen "Betr. - Entarr. - Laden - Arret.". Dieser Schalter wirkt zusammen mit dem für die Komponentenwahl. Der Empfänger sei arretiert. Die zu lösende Komponente wird erst gewählt, wenn sich der Drehschalter in der Stellung "Laden" befindet. Ist sie gewählt und ist der Ladevorgang eines internen Kondensators abgeschlossen (einige Sekunden), so erfolgt beim Übergang in die Stellung "Entarr." die Entarretierung der gewählten Komponente durch den Motorlauf des Motors Arr. mit der Ladungsmenge aus dem aufgeladenen Kondensator. Die Entfernung des Arretierkonus (Abb. 6, Einzelheit (13)) von dem Senkloch ist hierbei so groß geworden, daß die Maximalausschläge von ± 1 mm möglich sind und sich weitere Entarretierschritte erübrigen. Durch Übergang auf Stellung "Laden" kann die Komponente gewechselt werden, ohne an den Zuständen der Komponenten etwas zu ändern. Dann kann auch die Komponentenwahl auf "Betr." gestellt und erst danach darf der Arretierschalter "Laden" auf "Betr." geschaltet werden.

Beim **A r r e t i e r e n** läuft in der Stellung "Arr." der Motor Arr über einen entsprechenden Vorwiderstand langsam in die Arretierstellung. Dabei ist am Instrument (Signal) zu beobachten, wie der Empfänger in die Arretierstellung "einrastet". Der Motor schaltet sich nicht selbst ab und ist deshalb bei Stillstand (arretierter Zustand) auszuschalten, um Überlastungen zu vermeiden. Das erfolgt durch Übergang auf "Laden", danach Komponente auf "Betr." und jetzt erst Arretierschalter auf "Betr.". Nur so wird vermieden, daß eine soeben arretierte Komponente sofort wieder gelöst wird. Besonders gut ist der Arretiervorgang am Instrument in der Stellung "Signal (1, 2, 3)" zu kontrollieren, wenn sich die betreffende Komponente zuvor etwas abseits der geforderten Nullage ($\approx +22$ Skt am Instrument) befindet und daher beim Arretieren die Spannungsänderung bei Erreichen der Nullage gut zu erkennen ist. Um sicherzugehen, sollte man daher zuvor stets die Gleichgewichtslage etwas dejustieren (Motor M) und entsprechend verfahren. Diese Arretierung ist vornehmlich für Prüfzwecke (Übereinstimmung von elektrischem und mechanischem Nullpunkt) und zum Abgleich vorgesehen. Beim Umsetzen des Gerätes und beim Transport mit Fahrzeugen o.ä. ist unbedingt vorher die Transportarretierung einzusetzen [30].

Zur Korrektur der Gleichgewichtslage wird der Motor M der zu korrigierenden Komponente in der gewünschten Drehrichtung über einen Mikroraster am Einschub "Bedienung" betrieben. Zuerst ist die gewünschte Komponente zu wählen und das Kontrollinstrument auf eben diese Komponente (Signal) zu schalten, um die Korrektur beobachten und das Wiederherstellen der gestörten Gleichgewichtslage verfolgen zu können. Der Motor M läßt sich nur dann über den Taster ansprechen, wenn die Automatik gelöst ist (Netzeinschub, Leuchttaste). Die Polarität bzw. Drehrichtung wird mit dem Schalter $+/-$ gewählt. (+) bedeutet für die Wirkung der Zusatzmassenverstellung eine Erhöhung des Drehmoments; (-) wird demnach gewählt, wenn die Fehlalage im Positiven, oberhalb der geforderten Gleichgewichtslage, erkannt wird (Kontrollinstrument, Bereich > 22 Skt [μA], Stellung "Signal"). Entsprechend wird (-) gewählt, wenn die Gehängeposition negativ ist. Vor Betätigen der Motortaste M ist zu beachten, daß am jeweiligen Komponenteneinschub "Rückführung" die integrale Rückführung geöffnet ist (Stellung "0"). Die Korrektur der Gleichgewichtslage verläuft ziemlich langsam und ist deshalb gut ausführbar. Als Gleichgewichtslage "0" gilt der Skalenwert, der sich für die jeweilige Komponente im arretierten Zustand (siehe oben) einstellt. Das sind etwa 22 Skt [μA] mit wenig Streuung zwischen den Komponenten (1 ... 2 Skt [μA]). Ist das Gehänge in die Nullposition "eingelaufen", so ist die Taste M loszulassen und die Komponentenauswahl auf "Betr." zurückzunehmen.

Obwohl der Korrekturvorgang feingängig und relativ glatt abläuft, ist dennoch die Registrierung für diese Zeit unbrauchbar. Die verbleibenden Welligkeiten und Rucke liegen etwa bei $1/10$ mm Amplitude. Die Abgleichgenauigkeit nach Instrument ist jedoch besser (ca. 25 Skt für 1 mm Bereich). Nach dem Nullpunktgleich ist mindestens einige Minuten zu warten (≈ 5 min), bis der 1000-s-Tiefpaß am Ausgang (Kontrollinstrument auf Tiefpaß) einen eingelaufenen Zustand hat ($U_{TP0} \approx 0$). Ist die Anzeige ≤ 10 Skt, so kann der Regelkreis geschlossen werden. Dieser Betrag sinkt dann auf ca. $1/10$ ab ($F = 10$).

Damit der Korrekturvorgang "glatt" verläuft, ist unbedingt die Dämpfung der jeweiligen Komponente einzuschalten. Das ist genau dann der Fall, wenn am entsprechenden Schalter "Dämpfung" keine Komponente angewählt ist. Die jeweils gewählte Komponente ist ohne äußere Dämpfung, die beiden anderen sind gedämpft. In Stellung "Betr." sind alle drei Komponenten gedämpft. Die Dämpfungswiderstände befinden sich auf einer Platte im Einschub "Arr/ T_s -Prüfung" auf Lötstützpunkten.

Zur Korrektur der Eigenperiode wird der Motor F (Feder) benutzt. Polarität und betreffende Komponente werden am Einschub gewählt. Der Motor läuft nach Tastendruck eine Weile entsprechend der Größe eines im Gerät eingesetzten Kondensators [30]. Der Korrekturschritt dT_s hat eine starke Abhängigkeit der Gleichgewichtslage im Gefolge, die erst korrigiert werden muß (Motor M s. Abschnitt 11.3.). Dann erst kann die neue Eigenperiode gemessen und evtl. weiter korrigiert werden. Die Polarität (+) bedeutet eine Vergrößerung des Winkels zwischen den Federendpunkten und damit eine Vergrößerung der Eigenperiode T_s . Ein Korrekturschritt in (+)-Richtung ergibt einen positiven Gehängeausschlag. Das ist durch Betätigen des Motors M mit derselben Polarität zu korrigieren. Damit ist die T_s -Korrektur Schritt für Schritt im Wechsel mit der "0"-Korrektur durchzuführen. Die Abgleichgenauigkeit ist in Abb. 31 gezeigt. Zur Kontrolle der Eigenperiode eignet sich gut ein Oszillograph für langsame Vorgänge (z.B. USG - 6 Kanäle), der an die Signalausgänge angeschlossen wird, oder ein

Nullinstrument. Nur beim Linearisieren des mechanischen Empfängers bezüglich der Eigenperiode und beim Setzen der letzteren sollte diese direkt am Seismographen visuell bestimmt werden (s. Abschnitt 6.2.). Im abgeglichenen und eingelaufenen Zustand sollte man hierzu das Gerät nicht öffnen und die elektronischen Ausgänge zur Kontrolle benutzen.

Bei der T_s -Prüfung ist, wie oben beschrieben, die entsprechende Komponente zu entdämpfen und über die Eichaste elektrisch anzustoßen. Die Polarität ist wie beim Motorlauf zu wählen, ebenso die Komponente. Beim Drücken der Eichaste fließt entsprechend einem veränderbaren Vorwiderstand (Lötstützpunkte) ein Eichstrom durch die gewählte Spule und führt zu einer Auslenkung (Ausschwingtest [18]). Dabei ist zu beachten, daß dieser Vorgang erst dann abgeschlossen ist, wenn die integrale Rückführung diese Auslenkung auf ca. $1/10$ ausgeregelt hat. Das bedeutet, daß eine Pause von einigen Minuten zwischen zwei Eichschritten gleicher bzw. entgegengesetzter Polarität einzulegen ist und daß außerdem nicht ein Ausschwingen bis auf Null herab erfolgt, sondern nur bis auf die Regelabweichung $1/F$ (Abb. 34).

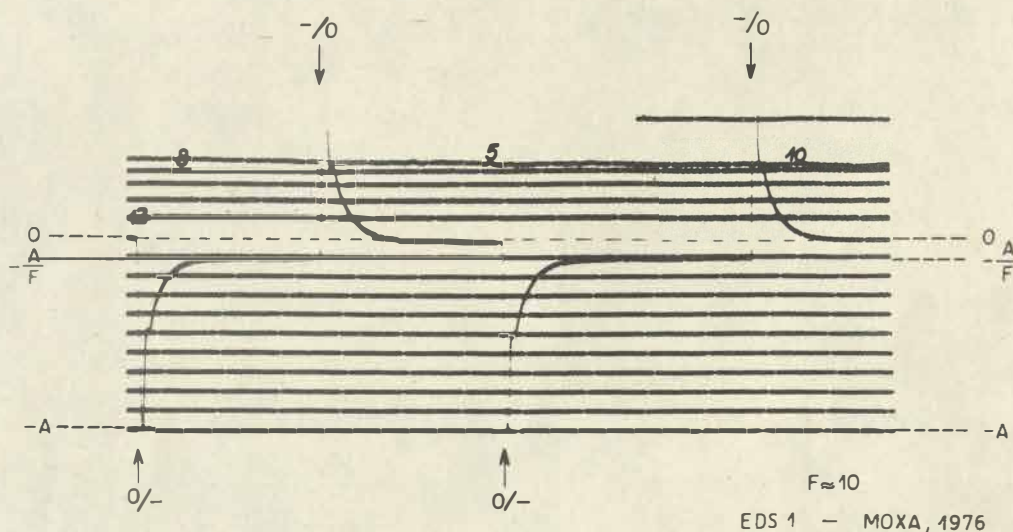


Abb. 34 Ausschwingtest

13. Installation und Erprobung

Die hohe Auflösung des EDS 1 ist, wie schon in Kap. 9 ausgeführt, nur bei Garantie-
 rung stabiler Temperaturverhältnisse am Installationsort zu erreichen. Beim Betrieb in
 seismischen Stationen, Kellern, in Stollen o.ä. bedingt das die Forderung, den EDS 1
 (mechanischer Empfänger) mit gutem thermischem Kontakt so an den Untergrund anzukoppeln,
 daß sich die geforderte Kurzzeitkonstanz der Temperatur ergibt [26, 27].

Gleichzeitig muß gesichert werden, daß die Komponenten hinsichtlich geographischer
 Richtungen exakt ausgerichtet sind. Dazu dient beim EDS 1 die Verbindungslinie zwischen
 den beiden der Libelle benachbarten Füßen der Grundplatte, die der Komponente 3 paral-
 lel ist (Abb. 35). Legt man diese Füße - nach Horizontierung der Basisplatte mit den
 Fußschrauben und der Libelle - an eine ausgerichtete Kante, so liegt K 3 damit in die-
 ser gewählten Richtung und K 1 und K 2 durch die festen Winkelbeziehungen ebenfalls de-
 finiert in bekannten Richtungen.

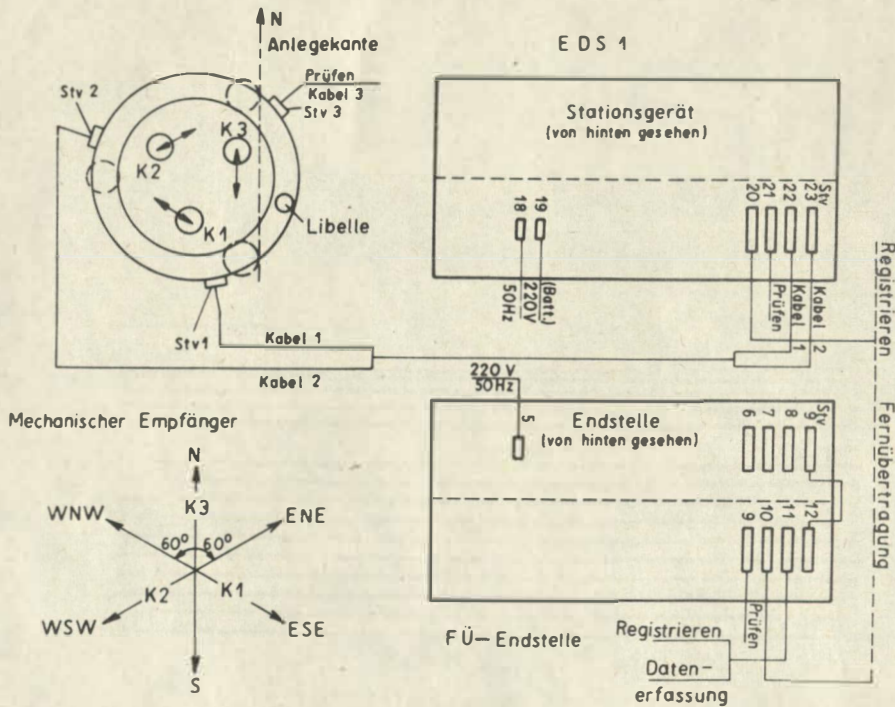


Abb. 35 Aufstellung EDS 1

Bei der Installation eines EDS 1 an der Station Moxa wurde K 3 in N-S-Richtung
 gelegt. Dazu dient eine gehobelte Stahlplatte, die auf dem Sockel definiert ausgerich-
 tet ist und eine Anlegekante (ca. 5 mm höher als die übrige Platte) für die Fußschrau-
 ben besitzt. Durch den großflächigen Übergang zwischen Platte und Sockel und den Metall-
 Metall-Übergang zwischen Seismograph und Stahlplatte hat dieser einen guten thermischen
 Kontakt zum Untergrund. Sind Wärmequellen in der Nähe des EDS 1, so ist er außerdem noch

mit einer Isolierhaube zu umgeben. Die Stahlplatte gehört nicht zum Lieferumfang des EDS 1. Man kann sicher darauf verzichten, wenn eine direkte Aufstellung auf dem Untergrund (kein Seismographensockel) oder direkt auf dem Felsen möglich ist. Ist K 3 auf N—S orientiert, so ergibt sich für K 2 die Orientierung WSW—ENE (N 60° E) und für K 1 WNW—ESE (N 60° W) als geographische Richtung. Da der EDS 1 streng symmetrisch in den drei Komponenten aufgebaut ist, kann nur am Sitz der Libelle an der Grundplatte festgestellt werden, welche Komponente man ausrichtet. Sollte K 1 oder K 2 in einer festen Richtung stehen, so kann man ebenfalls nach den der Komponente benachbarten Fußschrauben ausrichten.

Zum Schutz gegen Feuchte und Luftdruckstörungen ist der EDS 1 mit einer stabilen Aluminiumgußhaube unter Verwendung einer Vakuumdichtung verschraubt. Die Schrauben sind so stark anzuziehen (evtl. sechs Stück verwenden und Führungsstäbe entfernen), daß die Haube vom Metall-Tragring der Dichtung getragen wird und nicht auf dem Gummiring "schwabbelt" (je nach Luftdrucksituation).

An der Grundplatte des EDS 1 (Abb. 35) sind drei 32polige Rundsteckverbinder vorhanden. Zwei verbinden über ca. 8 m Kabel den mechanischen Empfänger mit dem Stationsgerät (Kabel 1, Kabel 2 zu Stv 22, 23). Stv 3 am EDS 1 ist für Prüf- und Diagnosezwecke vorgesehen. Ohne Eingriffe in das Gerät sind hier die Betriebsspannungen und alle Ausgänge (Signal, FM, RF) prüfbar herausgeführt. Die Anschlüsse sind in der Betriebsanleitung zum EDS 1 [30] zu finden. Die Ausgangssignale sind am Stationsgerät an den parallelgeschalteten Flachsteckverbindern Stv 20, 21 herausgeführt. Stv 20 dient zur Registrierung und Fernübertragung, Stv 21 für Prüfzwecke. In Abb. 35 ist außerdem das Anschlußschema der Endstelle für die Fernübertragung dargestellt. Diese Endstelle wird in Kap. 14 besprochen. Auch hierfür gibt es eine Betriebsanleitung [31].

Zum Abgleich, zur Kontrolle der Rauschwerte und Eichung ist das System EDS 1 im installierten Zustand mit den in Abb. 36 aufgezeigten Kontrolleinheiten zu verbinden. Die Hantierung mit eingebauter Mikrometerschraube und Meßuhr für die Linearisierung (Abschnitt 9.3.) erfolgt in Verbindung mit einem Zählfrequenzmesser (ZFM) und einem Digitalvoltmeter (DVM). Es sind die Bereiche 100 Hz ... 4000 Hz und 1 mV ... 10 V zu erfassen. Es wird die Wandlerkennlinie linearisiert und die Abhängigkeit zwischen Ausschlag x und Frequenz f_D sowie Demodulatorspannung U_D aufgenommen. Dann wird f_{D0} eingestellt und danach der Tiefpaßausgang bis auf einen Restbetrag von einigen mV abgeglichen (Abschnitt 11.1.). ZFM und DVM sind über Stv 3 und einen Adapter (32poliger Flachstecker) direkt am Seismographen angeschaltet. Bei günstigem Aufbau sind bei geöffnetem Gehäuse bei Hantierungen an der Mikrometerschraube sowohl die Meßuhr-Skala als auch die Anzeigen des ZFM und DVM simultan ablesbar. Damit wird der Abgleichvorgang ziemlich rationell. Bei den anderen Abgleicharbeiten für f_{D0} bzw. U_{TP0} wird im arretierten Zustand nach der Anzeige des ZFM bzw. DVM vorgegangen.

Die Überprüfung der angestrebten Rauschwerte (248) erfolgt bei arretiertem Gehäuse der entsprechenden Komponente durch Registrierung der Rauschanteile am BBV- bzw. SBV-Ausgang.

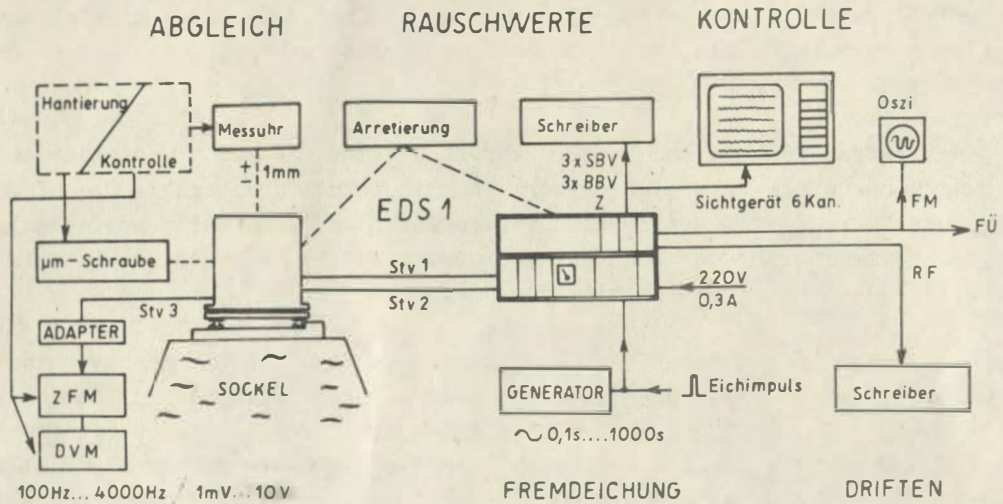


Abb. 36 Anschluß der Prüf- und Registriermittel

Zur dynamischen Kontrolle in Verbindung mit dem in seiner Polarität umschaltbaren Eichstrom aus dem Bedieneinschub eignet sich besonders gut ein 6-Spur-Universalsichtgerät (USG) aus der Medizintechnik. Es lassen sich hier simultan sechs Ausgänge ($3 \times \text{SBV}$, $3 \times \text{BBV}$, ...) in ihrer Reaktion, im Rauschverhalten und in der Funktion des mechanischen Empfängers (keine Reibungen u.ä.) überwachen. Schreiber und USG bilden außerdem die Registrier- und Nachweismittel bei der direkten Eichung mit einem Sinusgenerator oder bei Verwendung eines Stoßgenerators zur Eichung. Der Generator muß $0,1 \text{ s} \dots 1000 \text{ s}$ Periodenbereich und eine einstellbare Abschwächung besitzen. Zur Kontrolle der Wandlerfrequenz f_D und der Fernübertragungsausgänge ist ein Oszillograph unerlässlich, ebenso bei der Behebung von Unklarheiten während der Linearisierung der Wandlerkennlinie (Überkompensation, Aussetzen, evtl. parasitäre Schwingungen).

Die Überwachung der Stabilisierung im Rückführungskreis mittels eines Schreibers an den Regelkreisausgängen kann zu Aussagen über Driften, Neigungen, unzulässig große Temperatur- und Luftdruckeinflüsse auf die mechanischen Empfänger und damit zu einer Entscheidung führen, ob der derzeitige Installationsort dem Einsatzziel angemessen ist.

14. Die Fernübertragungsendstelle

Zur Demodulation der vom EDS 1 in einem Telefonieband über Draht oder andere Nachrichtenwege übertragenen FM-Signale der Wandler Systeme wurde eine Endstelle entwickelt [31]. Sie kann mit dem EDS 1 oder separat bezogen werden. Diese Einheit hat die Aufgabe, ebenso wie der EDS 1 am Ausgang ausgefilterte Schmal- oder Breitbandsignale zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung zu stellen.

Abb. 37 zeigt die Struktur dieser Endstelle. Für jede der drei Komponenten eines EDS 1 gelangt das empfangene Signal in einen Begrenzer/Demodulator, danach über eine Trennstufe/Mikroseismikfalle in den Breitband- und einen Schmalbandverstärker. Ebenfalls vorhanden sind eine Kontrolleinheit und eine Summationsstufe für eine breitbandige Z-Komponente. Die in die Filter eingesetzten Operationsverstärker sind auf geringes Rauschen ausgesucht (248). Begrenzer und Demodulator sind zur Erreichung der für die Auflösung im Bereich 0,1 s ... 400 s erforderlichen Kurzzeitkonstanz in einem kalten Thermostaten untergebracht. Diese Abschirmung zur Erhöhung der Wärmekapazität der Baugruppen hat eine thermische Zeitkonstante von ca. 80 min.

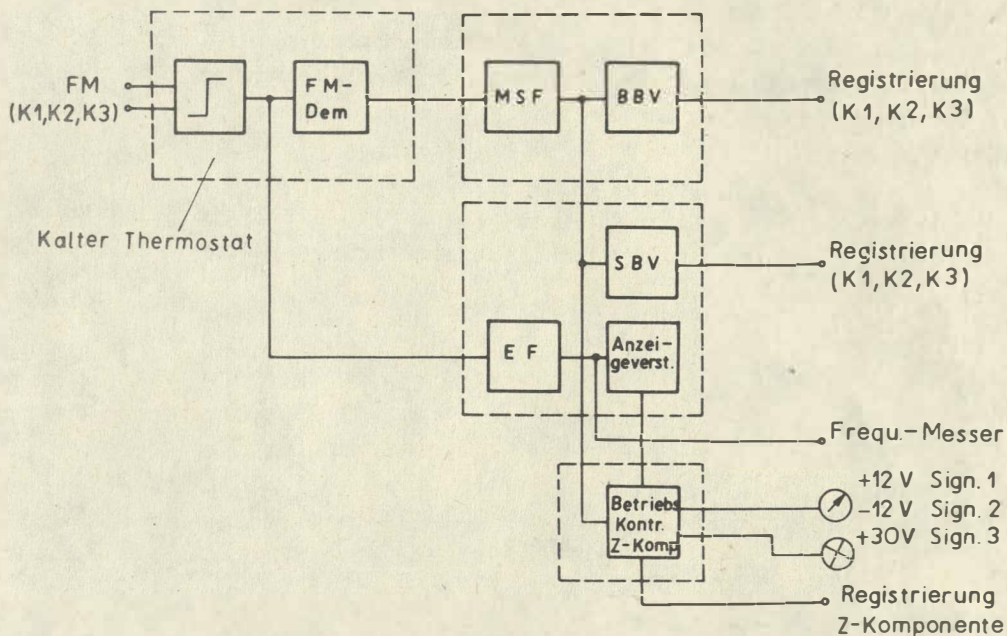


Abb. 37 Fernübertragungsendstelle (Übersicht)

Abb. 38 zeigt die Änderung der Signalspannung U_{DO} nach einem Temperatursprung $\Delta\vartheta$ in ihrem zeitlichen Verlauf. Für den Einsatz der Endstelle wird vorausgesetzt, daß eine Installation in Laborräumen oder ähnlichen Örtlichkeiten erfolgt, in denen nur geringe Temperaturänderungen mit langer Periode (tägliche Gänge und länger) auftreten.

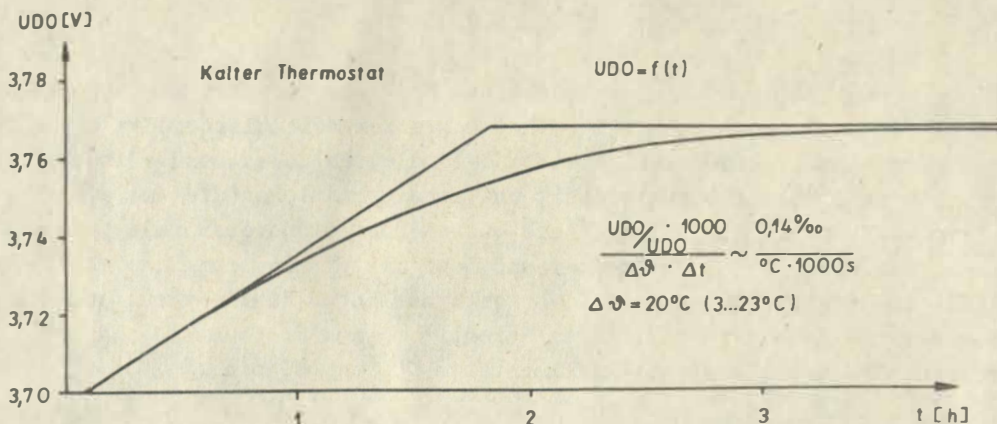


Abb. 38 Fernübertragungsendstelle (kalter Thermostat)

Den Aufbau des Begrenzers und des Demodulators zeigt Abb. 39. Abweichend vom Wandlersystem im mechanischen Empfänger (Abschnitt 9.2.) wird hier die Begrenzung des empfangenen Sinussignals mit einem offenen Operationsverstärker erreicht. Die Signalabnahme ist auf den symmetrischen erdfreien Ausgang der Einrichtungen der Deutschen Post zugeschnitten. Der Demodulator ist in bekannter Weise ausgeführt; seine Betriebsspannung ist doppelt stabilisiert.

Die Filterausgänge haben gleichen Hub wie beim EDS 1, die FM-Ausgänge liefern eine Rechteckspannung für die Ansteuerung eines Zählfrequenzmessers oder ähnlicher Digitalisierungsgeräte.

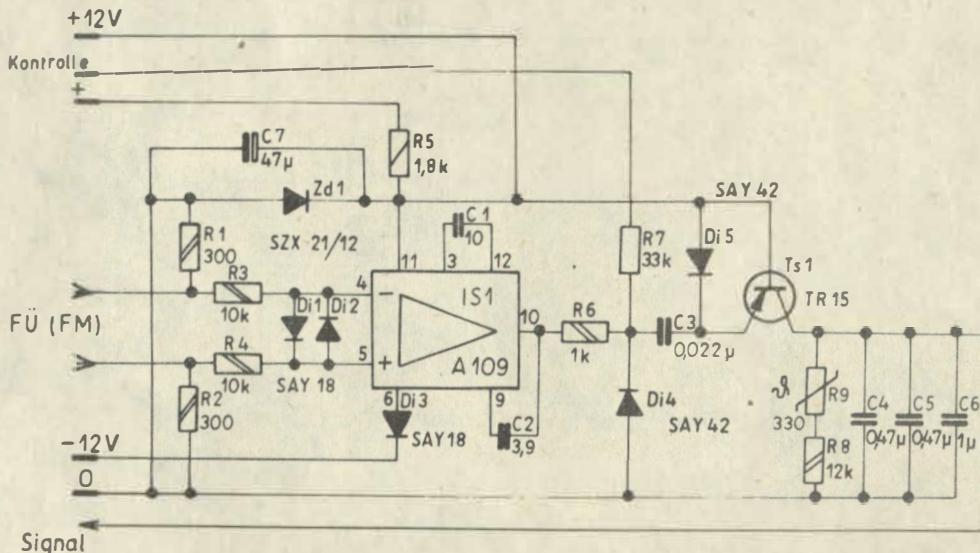


Abb. 39 Fernübertragungsendstelle (Demodulator)

15. Applikation und Ausbau des EDS-1-Systems

Aus den Ausführungen der vorangegangenen Kapitel ist im groben schon zu ersehen, daß es sich beim EDS 1 um ein Meßsystem handelt, welches in mannigfacher Weise genutzt werden kann und, angemessen dem Entwicklungs- und Realisierungsaufwand, auch optimal eingesetzt werden sollte. Entsprechend der Systemstruktur ergeben sich eine Reihe von Möglichkeiten für die gleichzeitige Nutzung des Gerätes bei unterschiedlichen Aufgabenstellungen.

Unter der Annahme einer langperiodischen Einstellung ($T_s = 10 \dots 12 \text{ s}$) stehen an den Ausgängen drei Komponenten breitbandig, schmalbandig, als volles FM-Signal mit Nullpunkt und als Ausgänge der stabilisierenden Rückführung zur Verfügung (Abb. 40). Der EDS 1 ist als Einheit dargestellt, in die nur die Meßgrößen (Bodenbewegung) und Testgrößen (Eichung) eingehen. Mögliche Störeinflüsse seien vernachlässigbar (vgl. Kap. 16). Im Stationsgerät hat der Anwender die Möglichkeit (Platz ist dafür freigehalten), wünschenswerte passive oder aktive Netzwerke (NW) zur Formung der Übertragungscharakteristik oder zur generellen Korrektur der Systemparameter einzusetzen. Über einen eingebauten Stufenschalter lassen sich die einzelnen Netzwerke zuschalten. Dabei bedeuten

- 0 = Rückführung offen,
- 1 = Langzeitstabilisierung (TP 1) (vgl. Abschnitt 11.1.),
- 2 = Langzeitstabilisierung + NW I,
- 3 = Langzeitstabilisierung + NW I + NW II.

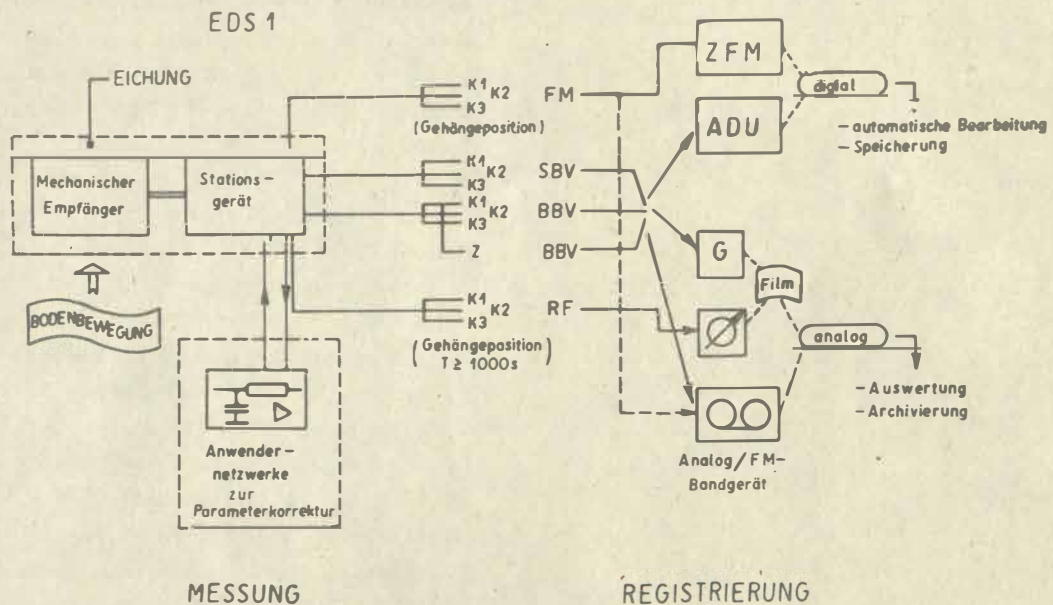


Abb. 40 Einsatzmöglichkeiten des EDS 1

So können z. B. die Netzwerke I und II nach [14] zur Änderung von T_s und D_s ausgeführt werden. Dabei ist zu beachten (s. Abschnitt 11.1), daß bei der integralen Rückführung zur Langzeitstabilisierung der Gleichgewichtslage des mechanischen Empfängers durch den eingesetzten Operationsverstärker (Tiefpaß-Anpassung) Gegenphasigkeit zum Wandlerausgang auftritt. Die Rückführungsspule ist so gepolt, daß für die Wirkung Gegenkopplung besteht. Damit arbeiten zusätzliche Netzwerke ohne Phasenumkehr zwischen Wandlerausgang und Pendel über die Spule in Mitkopplung. Folglich ist bei den Netzwerken nach Kap. 7 eine Phasenumkehrstufe einzusetzen, falls man nicht auf die Langzeitstabilisierung verzichtet. Die aktiven Bauelemente sind auf minimales Rauschen auszusuchen.

Zur analogen Registrierung eignen sich übliche Galvanometer in hochohmiger Anpassung (≈ 150 Ohm Innenwiderstand der Operationsverstärker A 109 beachten) oder entsprechende Linienschreiber. Wird der Rückführungsstrom zur Auswertung von Gezeiten, Neigungen oder Störeinflüssen registriert, so dürfen Stromschreiber (Drehspulsysteme) nur über eine Anpaßstufe angeschaltet werden. Anderenfalls geht die Rückwirkung mit in den Regelkreis ein und verursacht ungewollte Gehängebewegungen.

Die FM-Signale der Wandler können mit Magnetband registriert oder über einen Frequenzmesser in digitale Signale umgeformt werden. Mit den analogen Signalen kommt man ebenfalls mit entsprechend ausgestatteten Bandgeräten zu einer Bandregistrierung, die eine spätere Signalfilterung u.ä. gestattet. Über Analog-Digital-Umsetzer gelangt man zu digitalen Meßwerten, die eine automatische Bearbeitung mit Rechnern bzw. eine entsprechende Speicherung gestatten [25]. - Registrierbeispiele sind in Kap. 16 für verschiedene Ausgänge angeführt.

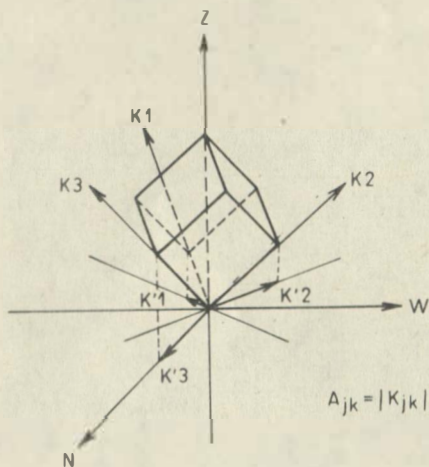


Abb. 41 Transformationsbeziehungen

Bei der Konzipierung des EDS 1 als eines homogenen Dreikomponentensatzes war man davon ausgegangen, daß eine Konstruktion der konventionellen Komponenten N—S, E—W, Z vom digitalen Meßwert her bei der Bearbeitung im Rechner leicht erfolgen kann (s. Kap. 1). Es mag jedoch Anwender geben, die die Konstruktion dieser Komponenten im Analogen vorziehen bzw. für eine sofortige Auswertung benötigen. In Abb. 41 sind dafür die Transformationsbeziehungen zwischen den beiden Koordinatensystemen dargestellt. K_3 wurde dabei in N—S-Richtung gelegt. Das entspricht dem Vorgehen in Kap. 13 und der Installation an der Station Moxa. Damit liefert K_3 keinen Beitrag zur Konstruktion der E—W-Komponente. Wenn die A_j die homogenen Ausgangssignale (identische Empfindlichkeit vorausgesetzt) sind, so lauten die Transformationsformeln

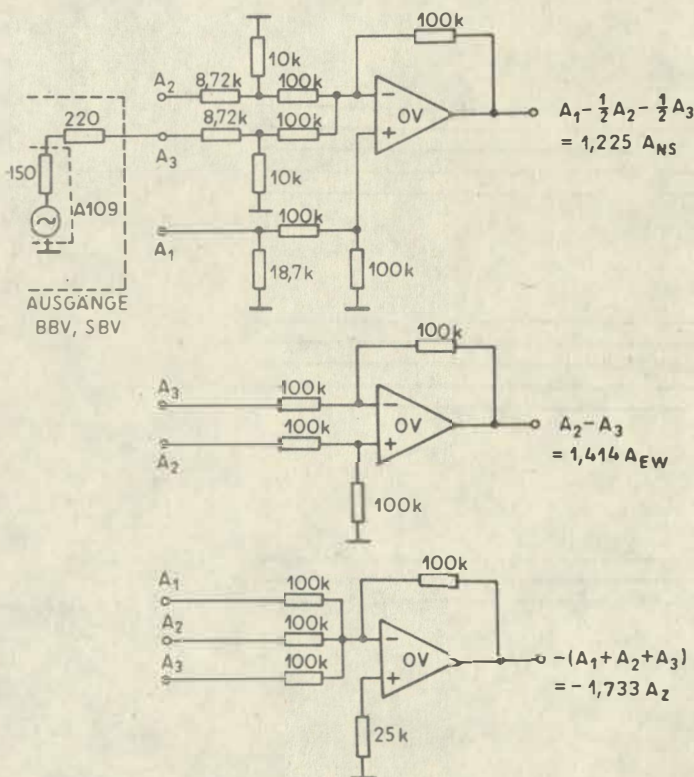
$$(278) \begin{cases} A_{N-S} = 0,408 (2A_3 - A_1 + A_2) , \\ A_{E-W} = 0,707 (A_1 - A_2) , \\ A_Z = 0,577 (A_1 + A_2 + A_3) \end{cases}$$

und

$$(279) \begin{cases} A_3 - \frac{1}{2} A_1 - \frac{1}{2} A_2 = 1,225 A_{N-S} , \\ A_1 - A_2 = 1,414 A_{E-W} , \\ A_1 + A_2 + A_3 = 1,733 A_Z . \end{cases}$$

Nach (279) erfolgt zweckmäßigerweise die analoge Konstruktion der A_{N-S} , A_{E-W} , A_Z mit Hilfe von Operationsverstärkern [2, 32] in Additions- bzw. Subtraktionsschaltung (Abb. 42). Da der Ausgangshub für die Ansteuerung industrieller Geräte und die Foto-

registrierung ausreicht, werden die Verstärker mit $V = 1$ betrieben. Es eignen sich A 109, μA 709, MAA 502, die auf geringes Rauschen entsprechend den Auflösungsforderungen (248) ausgemessen werden müssen. Ebenso sind die verwendeten Widerstände auf gleichen Wert auszumessen. Die verbleibende Streuung geht in das Ergebnis (279) als Fehler ein [7]. Bei der Teilung von A_2 , A_3 ist die Belastung der Quelle berücksichtigt. Der Innenwiderstand ergibt sich aus 150Ω (typisch für μA 709) und 220Ω in Reihe zur Erzeugung einer Kurzschlußfestigkeit der Ausgänge zu 370Ω . Die Belastung der Teiler ist für alle drei Komponenten gleich. Die Eingangsimpedanz von $100 \text{ k}\Omega$ ist groß genug und aus Rauschgründen noch vertretbar.



Die Festlegung gleicher Verstärkungswerte in der Registrierung für alle drei konventionellen Komponenten erfolgt bei der Anpassung der Schreiberkanäle oder Galvanometer.

Abb. 42 Konstruktion der herkömmlichen Komponenten

16. Beispiele von FDS-1-Registrierungen

Aus den Registrierungen des Jahres 1976 mit dem EDS 1 an der Station Moxa (MOX) des ZIPE sind einige Beispiele herausgegriffen und in den Abb. 43 - 48 zusammengestellt. Naturgemäß macht es Schwierigkeiten, alle Ausgänge gleichzeitig analog zu registrieren, da kaum an einer Station soviel Registrierreserve vorhanden ist. So begannen auch die Registrierungen des EDS 1 mit einer Einzelkomponente (K 2), dann simultan dazu Z und als weiterer Ausbau K 1, K 2, K 3 sowie Z als separate Filme. Die einzelnen Komponenten waren auf $T_s \approx 10$ s, $D_s \approx 0,7$ eingestellt und die Vergrößerungen der Analogregistrierung auf $V \approx 1000$ ($0,2$ s $< T < 10$ s) am Spiegelgalvanometer angepaßt.

Abb. 43 zeigt drei Ereignisse aus der Friaul-Bebenregion in Norditalien. K 2 ist auf N 60° E orientiert, schwingt also in der Projektion auf die Horizontalebene von WSW nach ENE. Durch die Ausführung als geneigter Vertikalseismograph werden jedoch vertikale Einsätze ebenso gut wiedergegeben. Abb. 44 macht das ganz besonders deutlich. Hier sind Ereignisse aus Herdentfernungen von $\Delta \approx 15^\circ$ bis $\Delta \approx 145^\circ$ zusammengestellt. Dabei sind in den Aufzeichnungen dieser einen Komponente K 2 in den meisten Fällen alle charakteristischen Einsätze enthalten. Das ermöglicht also durchaus auch eine provisorische Auswertung mit einer geneigten Komponente ohne Rücktransformation auf die üblichen Komponenten. Das dürfte gerade bei Ausfall einer geneigten Komponente wichtig sein.

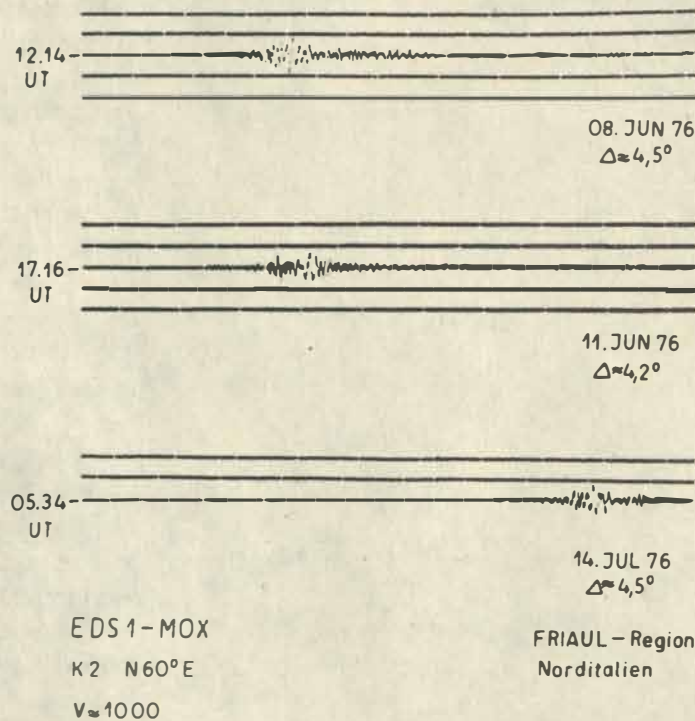


Abb. 43 Registrierungen (K 2, $V \approx 1000$)
von Ereignissen aus Norditalien

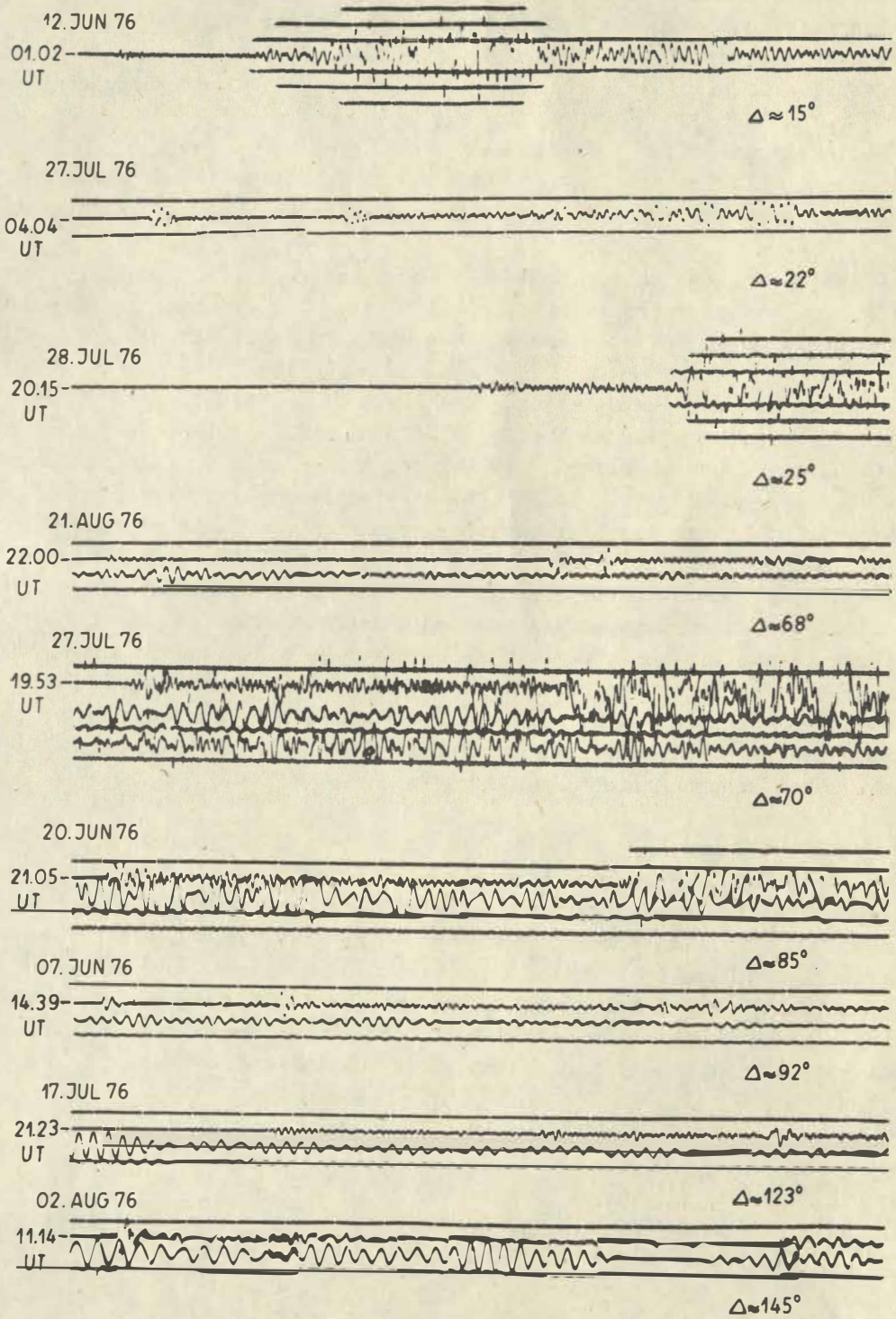


Abb. 44 Registrierungen ($\Delta \approx 15^\circ \dots 145^\circ$) für K 2

In Abb. 45 ist die elektrische Summe $K_1 + K_2 + K_3 = Z$ registriert und für Ereignisse von Januar bis April 1976 und Entfernungen $\Delta \approx 14^\circ \dots 157^\circ$ dargestellt. Der Maßstabsfaktor in (279) ist ebenfalls bei der Anpassung des Registriergalvanometers berücksichtigt. Diese Registrierungen sind mit der Z-Komponente eines üblichen Dreikomponentensatzes ($T_E \approx 20$ s; $0,1 < T < 20$ s, $V \approx 1000$) verglichen worden. Es wurde hierbei eine gute Übereinstimmung der Schwingungsbilder festgestellt.

Die Registrierung eines Ereignisses vom 20. Dezember 1976 in den 3 Komponenten des EDS 1 (Ausgang BBV, $V \approx 1000$) zeigt Abb. 46. Im oberen Teil des Bildes ist der Anfang des Bebens dargestellt, im unteren der langperiodische Anteil (Ausschnitt).

Die Orientierung ist entgegen den Ausführungen in Kap. 15 für die 3 Komponenten gegenläufig zum Uhrzeigersinn, damit sind K_1 und K_3 vertauscht. Das ist bei der Rücktransformation zu beachten, sonst aber nicht wesentlich.

Zur Überprüfung der Installations- und Abschirmungsverhältnisse wurde über eine längere Zeit der Regelkreis Ausgang von K_2 ($F \approx 10$, $T_T \approx 1000$ s) auf einem Bandschreiber mit hoher Vergrößerung überwacht. Abb. 47 zeigt zwei Ausschnitte, in denen sich Gezeiteinflüsse ablesen lassen. Die statische Verschiebung ist angegeben. Zur Separierung der gravimetrischen von den Neigungsänderungen sind die Registrierung aller drei Komponenten und die Konstruktion der üblichen Komponenten notwendig. Das kann bei der Anpassung der einzelnen Schreiber leicht elektrisch geschehen (Kap. 15). Die Wirkung von starken Luftdruck- und Temperaturänderungen ist ebenfalls zu sehen, und mit dieser Information kann man zielgerichtet und nachprüfbar an eine bessere Installation und Isolierung gehen. Das Gerät war zu dieser Zeit in einem Versuchsraum mit Wärmequellen und einer von der Sockeltemperatur wesentlich verschiedenen Raumtemperatur untergebracht. Die kleinen Zacken in der Registrierung kommen von Kontaktstörungen im Registrierzweig und haben ihren Ursprung nicht im Meßsystem.

Der EDS 1 ist generell als Stationsgerät mit einem Betrieb am Lichtnetz (220 V) entworfen worden. Damit mußte gesichert werden, daß bei eventuellen Stromausfällen eine genügend gute Wiederkehrgenauigkeit der Registrierung herrschte. Abb. 48 zeigt das bei K_2 ($V \approx 1000$) für eine Stromabschaltung von ca. 5 Minuten (Versatz der Stundenmarken!). Die kurzzeitige Ablage beträgt ca. $2 \mu\text{m}$ äqu. Gehängeverrückung. Oben ist der Einfluß einer plötzlichen Druckänderung bei nicht idealer Abschirmung und Abdichtung zu bemerken. Nach einer Verschraubung des Gehäuses mit sechs Schrauben und Isolierung mit 10 cm Schaumpolystyrol ist dieser Einfluß nicht mehr vorhanden.

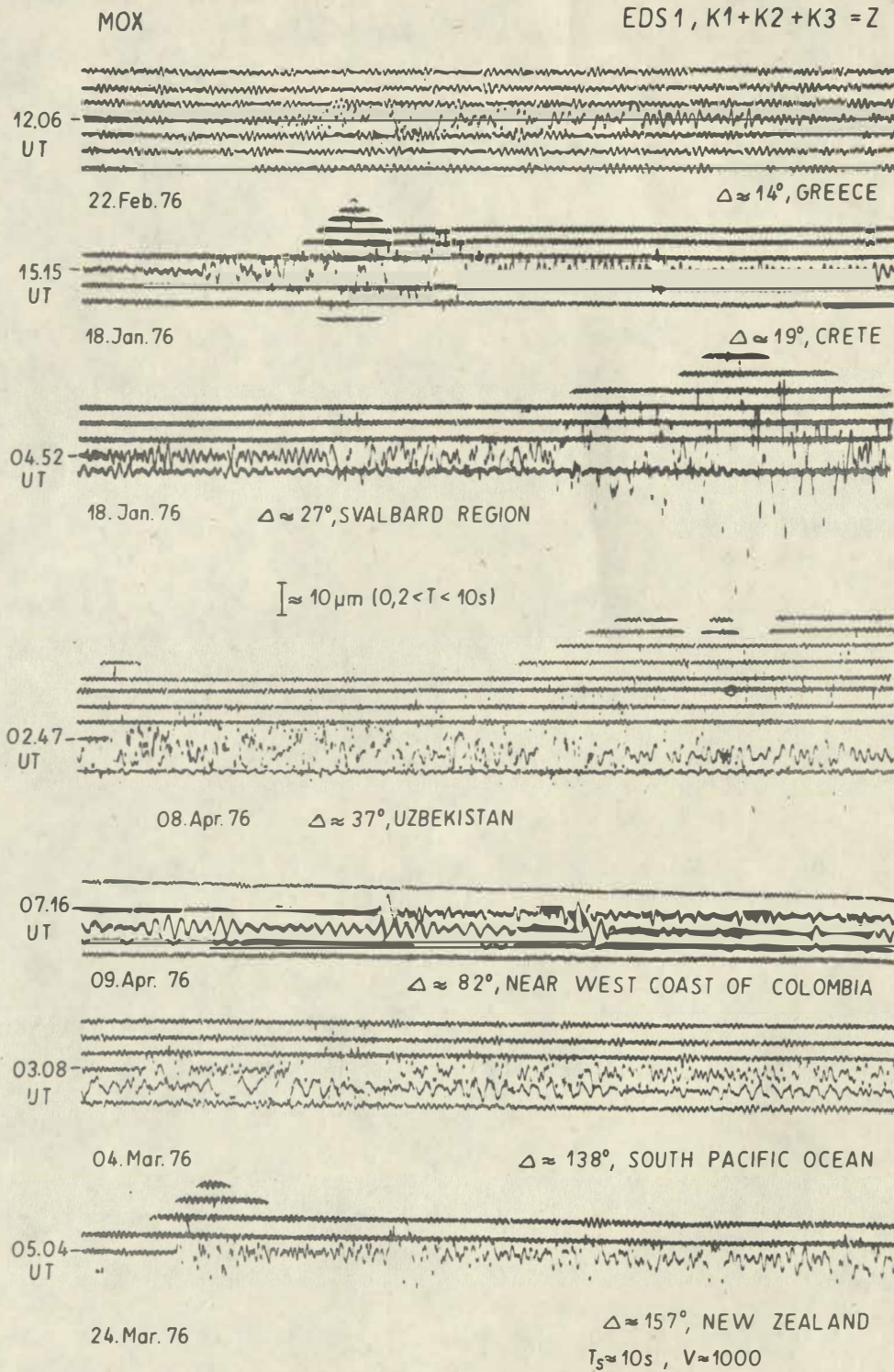


Abb. 45 Registrierungen der Summenkomponente (Z)

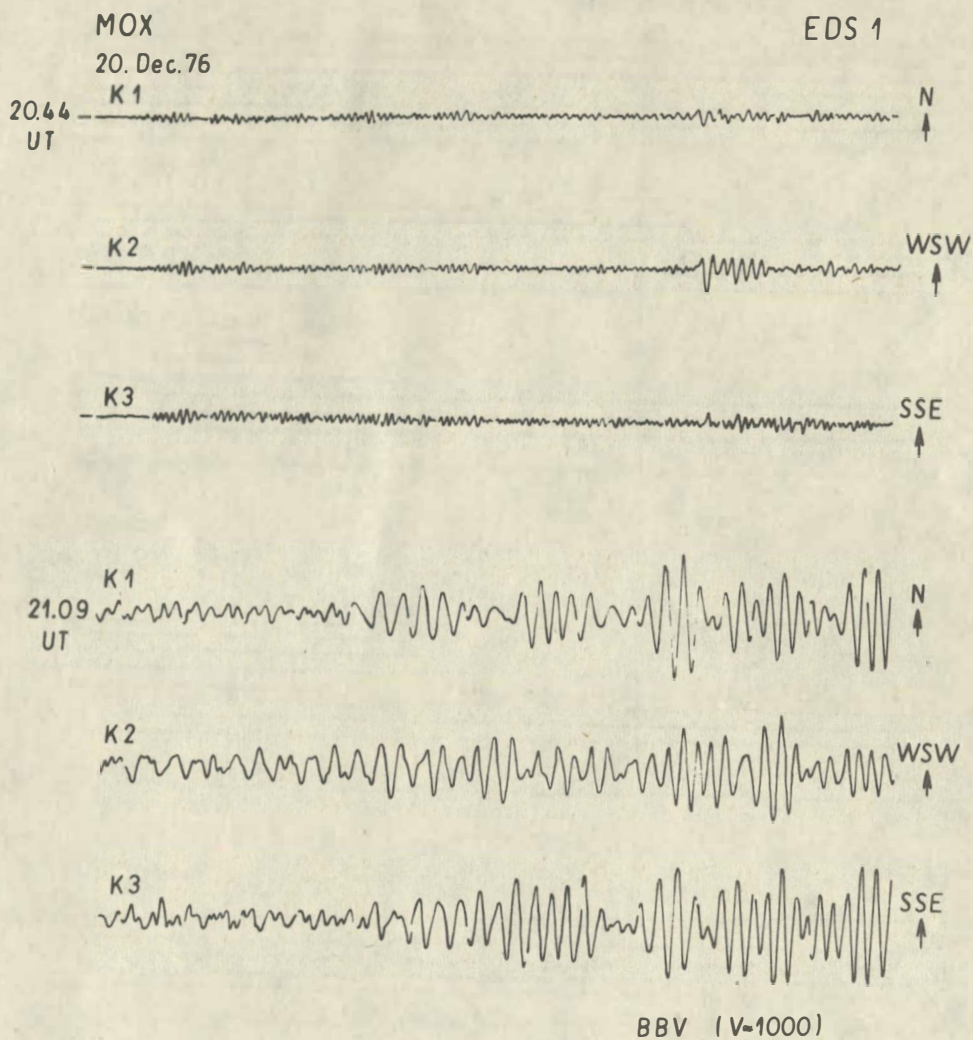


Abb. 46 Ereignis vom 20. 12. 1976 in geeigneten Komponenten

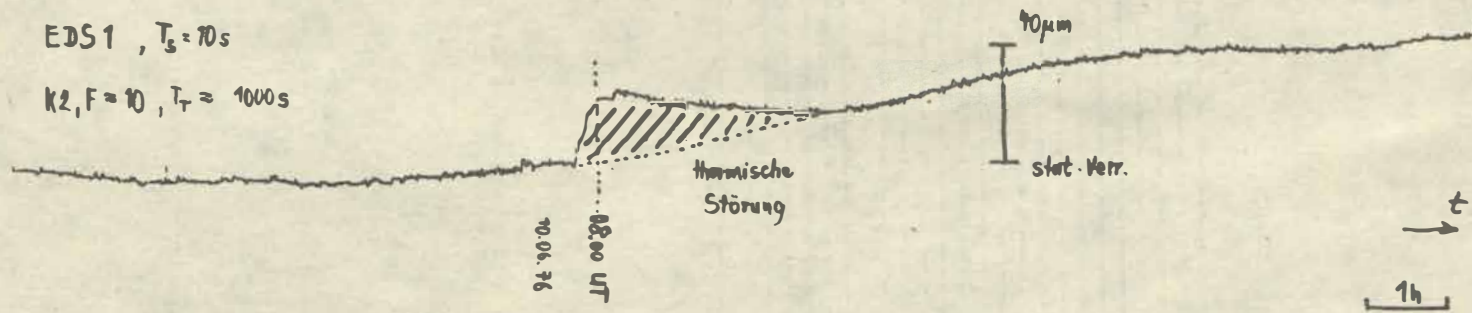
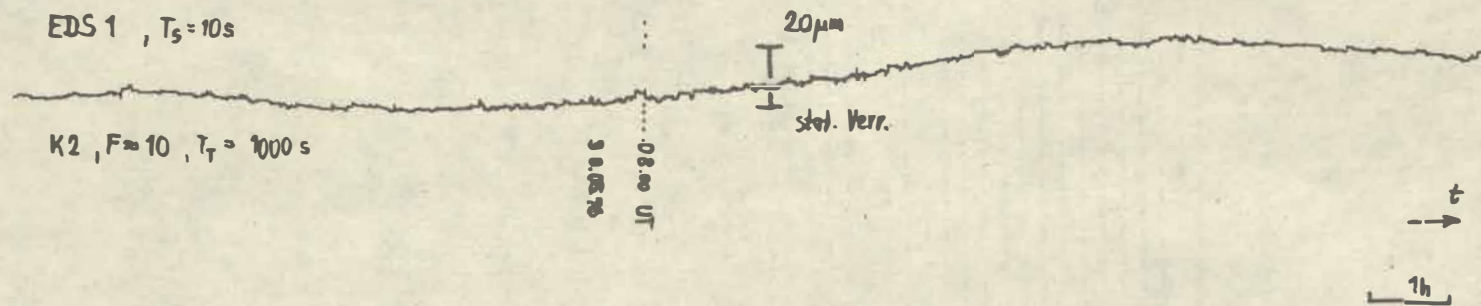


Abb. 47 Regelkreis Ausgang von K 2 mit Andeutung von Tiden

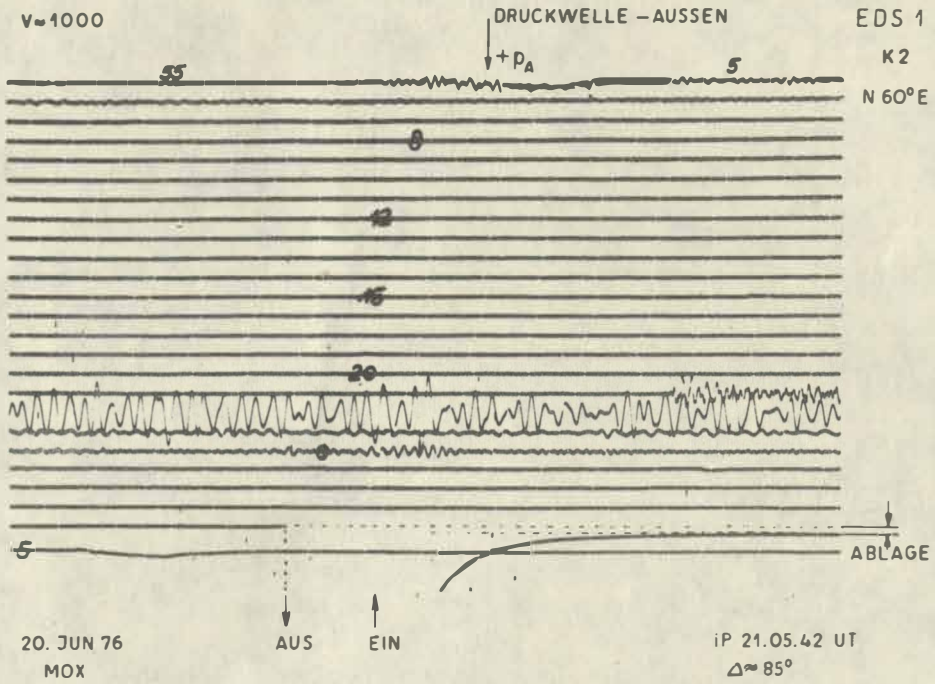


Abb. 48 Verhalten des EDS 1 (K 2) bei Stromabschaltung und starker Änderung des äußeren Luftdrucks

Parameterübersicht

- Seismische Masse	$M \approx 800 \text{ g}$
Federmasse	$m_s = 5 \text{ g}$
Korrekturmasse	$\mu = 8 \text{ g}$
Trägheitsmoment	$Q = 1,6 \cdot 10^5 \text{ g cm}^2$
Elektrodynamische Konstante	$G_s = 4,5 \text{ Vs}$
Spulenwiderstand	$R_s \approx 1000 \Omega$
- Eigenperiode	$T_s = 5 \dots 15 \text{ s}$
Reduzierte Pendellänge	$l \approx 14 \text{ cm}$
- Natürlicher Periodenbereich mit Wandler	$T = 0,1 \text{ s} \dots 15 \text{ s} (-3 \text{ db})$
- Breitbandausgänge	
Ausgangshub	$a \approx 3 \text{ mV}/\mu\text{m}; 150 \Omega$
Periodenbereich	$0,1 \text{ s} \leq T \leq 400 \text{ s}$
Inneres Rauschen	$\leq 100 \text{ nm}$ Gehängebewegung
Dynamik	$\geq 80 \text{ db}$
- Schmalbandausgänge	
Ausgangshub	$a \approx 3 \text{ mV}/\mu\text{m}; 150 \Omega$
Periodenbereich	$0,2 \text{ s} \leq T \leq 2 \text{ s}$
Inneres Rauschen	$\leq 10 \text{ nm}$ Gehängebewegung
Dynamik	$\geq 100 \text{ db}$
- Fernübertragungsausgänge (FM)	
Modulationshub	$a \approx 1500 \text{ Hz/mm}$
Frequenzbereich	$0,3 \text{ kHz} \leq f_D \leq 3,4 \text{ kHz}$
für Ausschläge	$-1 \text{ mm} \leq x \leq +1 \text{ mm}$
Ausgangspegel	$\approx 0,77 \text{ V (effektiv)}; 600 \Omega$
- Mittlerer Temperaturkoeffizient der Gleichgewichtslage	$ \alpha^{\text{seis}} \leq 1,5 \cdot 10^{-5} (\text{°C})^{-1}$
Einsatztemperaturbereich	$+5 \text{ °C} \leq \vartheta \leq +40 \text{ °C}$
- Masse einer Komponente:	$M_k = 2,7 \text{ kg}$
Gesamtmasse des EDS 1 mit Gußhaube	$M_g \approx 38 \text{ kg}$

Formelzeichenzusammenstellung

A	gestellfester Federangriffspunkt
A_G	Plattenabstand des Geberkondensators im Nullpunkt
A_J	elektrische Ausgangssignale der geeigneten Komponenten
a	Frequenzhub
\tilde{a}	Betrag von Y^*A
\tilde{a}_i	Koordinaten von $Y^*A \rightarrow$
\tilde{d}_A	Betrag der Verschiebung von A
\tilde{d}_{A_i}	Koordinaten der Verschiebung von A
Δ	Demodulationshub
B	Herabsetzung Breitbandverrückungsmesser
\bar{B}	Bandbreite des Schmalbandverstärkers
B_a	Induktion im Arbeitspunkt
B_s	magnetische Induktion in der Tauchspule
b	Breite der Blattfedern
b_{so}	offene Dämpfung des mechanischen Empfängers
C_G	Geberkondensator
C_G^0	Geberkapazität im Nullpunkt
C_G^∞	Kapazität der isolierten Geberplatte gegen Unterlage
C_L, C_s	Ziehkapazitäten für zweiten Oszillator
C_p	Schaltkapazitäten
\bar{C}_p	Fest- und Streukapazitäten
C_w	Wickelkondensator
C_{oq}, C_{1q}	Quarzkapazitäten
c_{ij}	Richtungskosinus
D_F	mittlerer Durchmesser einer Federdrahtwindung
D_s	Dämpfung des mechanischen Empfängers mit Rückkopplung
D_s^0	Dämpfung des mechanischen Empfängers ohne Rückkopplung
D_{sk}	Kurzschlußdämpfung des mechanischen Empfängers
d	Dicke der Blattfedern
d_F	Durchmesser des Federdrahtes
d_G	Durchmesser der Kondensatorplatten

E	Elastizitätsmodul des Blattfedermaterials
E_R	Spannung des Rückkopplungssignals
e_1	Einheitsvektor der Drehung von \vec{e} relativ zu \vec{e}
F	Stabilisierungsfaktor
F_a	Übertragungsfunktion Ausgangsfilter
F_G	Plattenfläche
F_1	Übertragungsfunktion Filter 1 (Tiefpaß)
F_2	Übertragungsfunktion Filter 2 (Hochpaß 1. Ordnung)
F_3	Übertragungsfunktion Filter 3 (Hochpaß 2. Ordnung)
f_D	Differenzfrequenz
f_F	Frequenz der 1. Oberschwingung der Feder
f_M	Sicherheitsfaktor für Federbelastung
f_{sq}	Serienresonanzfrequenz
f_w	Füllfaktor der Tauchspule
f_o	Serienresonanzfrequenz bei $x = 0$ im Kompensationsfall
Θ	Gehänge des mechanischen Empfängers
Θ'	starrer Teil von Θ
Θ''	Schraubenfeder
G_F	Gleitmodul des Federmaterials
G_s	elektrodynamische Konstante der Tauchspule
g	Erdbeschleunigung
H_a	Stärke des entmagnetisierenden Feldes im Arbeitspunkt des Magneten
I_s	Strom durch die Tauchspule
I_{SR}	von der Rückkopplungsspannung hervorgerufener Tauchspulenstrom
I_{SS}	von der Induktion hervorgerufener Tauchspulenstrom
I_z	Kompensationsstrom bei G_s -Bestimmung
i_F	Anzahl der Federwindungen
J	Biegesteifigkeit der Blattfedern
k	$k = k_1 k_2 k_3 k_4$
k_1	Verstärkungsfaktor des Wandlers

k_2	Verstärkungsfaktor des 2. Verstärkers
k_3	Verstärkungsfaktor des 3. Verstärkers
k_4	Tauchspulübertragungsfaktor
L	Abstand zwischen A und R
L_k	Kompensationsinduktivität
L_u	Länge der unbelasteten Feder
L_0	Abstand zwischen A und R für $\eta = 0$
L_{1q}	Quarzinduktivität
l	Projektion von \bar{l} auf die Horizontalebene
\bar{l}	reduzierte Pendellänge
l'	reduzierte Pendellänge bei vertikaler Aufhängung
l''	reduzierte Pendellänge mit Zusatzmasse m_z
l'_a	reduzierte Pendellänge für Schwingungen an der Achatschneide
l_A	Länge der Federeinspannung bei A
l_F	Vorspannlänge der Schraubenfeder
l_l	Länge des Luftspaltes im Magneten
l_M	Länge der Magneten
l_R	Länge der Federeinspannung bei R
l_w	Abstand des Wandlers von der Drehachse
l_Z	$l_Z = l_R + l_F$
M	Gehängemasse Θ'
M_k	Masse einer Komponente
M_E	Gesamtmasse des EDS 1
M_3	Moment der konservativen Kräfte
\tilde{M}_3	Drehmoment auf Θ
m	modifizierte Masse von Θ''
$m.$	Masse Θ''
m_e	Zusatzmasse zur Bestimmung von G_s
m_z	Zusatzmasse zur Trägheitsmomentbestimmung
N	Periodenverlängerungsfaktor
\bar{N}	Periodenverlängerungsfaktor bei schräggestelltem Gehänge
N^*	Gehängepunkt, an dem die elektrischen Kräfte angreifen

N_j	Koordinaten der elektrischen Kräfte
n	Betrag von $\vec{Y^*N}$
\tilde{n}_i	σ -Koordinaten von $\vec{Y^*N}$
O	Nullpunkt des mit dem Gestell verbundenen Koordinatensystems
\bar{O}	Nullpunkt des ruhenden Koordinatensystems
P	beliebiger Punkt von \bar{O}
P'	Massenmittelpunkt von \bar{O}
P_F	Betrag der Federkraft
P_{FM}	maximal zulässige Federkraft
P_O	Vorspannkraft der Feder
$Q(O)$	Trägheitsmoment von \bar{O} für $\eta = 0$
Q_M	Trägheitsmoment der Zusatzmasse m_Z
Q_u	Quarz
q_D	Querschnitt des Drahtes der Tauchspule
R	gehängefester Federangriffspunkt
R_a	innerer Widerstand der Rückkopplungsspannungsquelle
R_D	Shunt der Tauchspule
R_i	Koordinaten der Federkraft
R_k	Innenwiderstand von L_k
R_S	Widerstand der Tauchspule
\tilde{r}	Betrag von $\vec{Y^*R}$
\tilde{r}_i	σ -Koordinate $\vec{Y^*R}$
r_Z	Abstand der Zusatzmasse bei Trägheitsmomentbestimmung
\bar{G}	ruhendes kartesisches Koordinatensystem
G	mit dem Gestell verbundenen Koordinatensystem
s	LAPLACE-Variable
T_M	Mittenperiode des Schmalbandverstärkers
T_{MO}	obere Eckperiode des Schmalbandverstärkers
T_{MU}	untere Eckperiode des Schmalbandverstärkers
T_N	Mittenperiode des Nullstellenfilters

T_0	obere Eckperiode des Breitbandverstärkers
T_S	Eigenperiode des mechanischen Empfängers
T'_S	stabilisierte Eigenperiode
T_T	Eckperiode Rückführungstiefpaß
T_u	untere Eckperiode des Breitbandverstärkers
T_{uD}	Eckperiode des Demodulators
t	Zeit
U	Übertragungsfunktion des Seismographen
U_D	Demodulationsspannung
U_H	Amplitudencharakteristik für Seismograph mit Hochpaßfilter $\omega \gg \omega_s$
U_{TP0}	Tiefpaß-Ausgangsspannung in Nulllage
u	beliebige Größe, die M_3 beeinflusst
V	Vergrößerung (allgemein)
V_L	Luftraumvolumen
V_w	Wickelraumvolumen
V_1	Ausgangsspannung des Wandlers (allgemein)
w_s	Windungszahl der Tauchspule
x	Relativbewegung des Mittelpunktes der Kondensatorplatte
Y^*	Punkt auf der Drehachse
Z	Vertikalkomponente der Bodenbewegung
z''	Betrag der Koordinaten der Zusatzmasse μ
z''_i	Koordinaten der Zusatzmasse μ
dz''	Betrag der Verschiebung der Zusatzmasse
d''_{z_i}	Koordinaten der Verschiebung der Zusatzmasse μ
\tilde{z}_i	G-Koordinaten von $\overrightarrow{Y^*P}$
\tilde{z}'_i	Betrag von $\overrightarrow{Y^*P'}$
\tilde{z}_i	G-Koordinaten von $\overrightarrow{Y^*P'}$
\tilde{z}_a	Abstand des Massenmittelpunktes von der Achatschneide
\tilde{z}_1	Entfernung der Zusatzmasse m_e bei G_s -Bestimmung

α	Winkel zwischen $\vec{Y^*R}$ und der Horizontalebene
$\Delta\alpha$	$\Delta\alpha = \varepsilon - \alpha$
α_H	Dämpfung Hochpaß 2. Ordnung
α_M	Dämpfung Schmalbandverstärker
α_1	linearer Ausdehnungskoeffizient des Gehängearmes
α_2	linearer Ausdehnungskoeffizient von $\vec{Y^*A}$
α_3	linearer Ausdehnungskoeffizient von l_Z
α_4	linearer Ausdehnungskoeffizient von l_F
α_{seis}	mittlerer Temperaturkoeffizient der Gleichgewichtslage
β	Verschiebungsrichtungswinkel von A
β_1	Verstärkungsfaktor Filter 1
β_2	Verstärkungsfaktor Filter 2
β_3	Verstärkungsfaktor Filter 3
δ	Winkel zwischen $\vec{Y^*A}$ und der Vertikalen
δ_{ij}	KRONECKER-Symbol
ε	Winkel zwischen $\vec{Y^*P'}$ und Horizontalebene
ε_{ijk}	ε -Tensor
ε_0	elektrische Feldkonstante
η	Drehwinkel des Gehänges \mathcal{O}'
η^*	Drehwinkel bei eingeschalteter Rückkopplung
η_M	Ausnutzungsfaktor des Magneten
ϑ	Temperatur
κ_*	Federkonstante
λ_S	Länge einer Windung auf der Tauchspule
λ	Länge der Blattfedern
Λ	freie Länge der Schraubenfeder
μ	verschiebbare Zusatzmasse auf dem Gehänge

ν	Neigungswinkel der Blattfedern im Gelenk
$\Delta\nu$	$\Delta\nu = \nu - \alpha$
ν'	Verschiebungsrichtung der Zusatzmasse
ν''	Winkel zwischen Horizontalebene und Zusatzmasse
ξ_b	äquivalente Bodenbewegung der BROWNschen Molekularbewegung
ξ_1	Koordinaten von ξ^*
ξ^*	Komponente der Bodenbewegung in Bewegungsrichtung des Gehänges
ξ_B^*	Breitbandanteil von ξ^*
ξ_S^*	Schmalbandanteil von ξ^*
ρ_D	spezifischer Widerstand des Drahtmaterials der Tauchspule
ρ_F	Dichte des Federmaterials der Schraubenfeder
σ_B	Zugfestigkeit des Schraubenfedermaterials
τ_M	maximal zulässige Schubspannung des Schraubenfedermaterials
φ	Drehwinkel von \bar{G} gegenüber \bar{G}
ω_E	Eckfrequenz Tiefpaß
ω_e	Eckfrequenz Geschwindigkeitsmesser
ω_h	Eckfrequenz Hochpaß 1. Ordnung
ω_H	Eckfrequenz Hochpaß 2. Ordnung
ω_S	Kreisfrequenz des mechanischen Empfängers
ω'_S	stabilisierte Eigenfrequenz des Empfängers
ω_T	Eckfrequenz Tiefpaß

Literatur

- [1] AWENDER, A.; SANN, K.: Der Quarz in der Hochfrequenztechnik, in: Handbuch f. Hochfrequenz- u. Elektrotechnik, Band II, S. 160-226. Berlin 1953
- [2] BONFIG, K.W.; GEHROLD, E.: Der Operationsverstärker, Teil I-IV. ATM (1971), Z 6343-2...5, Lfg. 421-424
- [3] BONFIG, K.W.; GEHROLD, E.: Anwendungen des Operationsverstärkers als Integrator und Differenzierer. ATM (1973), Z 6343-7, Lfg. 448
- [4] BONFIG, K.W.; GEHROLD, E.: Anwendungen des Operationsverstärkers in Regelschaltungen. ATM (1973), Z 6343-8, Lfg. 449
- [5] BONFIG, K.W.; GEHROLD, E.: Anwendungen des Operationsverstärkers in Meßschaltungen. ATM (1973), Z.6343-9, Lfg. 450
- [6] GENSCHEL, G.: Testversuche mit dem seismischen Empfänger des EDS 1. Vortrag anl. Symp. WG 4.1. KAPG, Prag 1976
- [7] KNOTHE, CH.: Verbesserte Auswertung tiefenseismischer Beobachtungen durch Verwendung von Mehrkomponenten-Stationen. Freiburger Forsch.-H. C 149 (1963)
- [8] KÖNIG, H.: Aktive RC-Filter, Teil I, II. ATM (1971), Z 142-1, Lfg. 423, 424
- [9] KYLE, T.G.: A crystal pyrradiometer. Pure and appl. Geophys. 66 (1967) I, S. 126
- [10] LAWSON, W.H.: A versatile thinfilm thickness monitor of high accuracy. J. sci. Instrum. 44 (1967), S. 917-921
- [11] MALISCHEWSKY, P.; TEUPSER, CH.; ULLMANN, W.: Der Vertikalseismograph unter besonderer Berücksichtigung des Typs VSJ-I. Veröff. Inst. Geodyn. A, Berlin (1970) 15, 77 S.
- [12] MELTON, B.S.; KIRKPATRICK, B.M.: The symmetrical triaxial seismometer - its design for application to long-period seismometry. Bull. seism. Soc. Amer., Berkeley 60 (1970) 3, S. 717-739
- [13] MERZ, A.: Die Berechnung von Dauermagnetkreisen. Dt. Elektrotechnik 6 (1952), S. 364-366
- [14] PLEŠINGER, A.: Synthesis of feedback controlled broad-band modifications of conventional seismograph systems. Z. Geophysik 39 (1973), S. 573-595
- [15] STEPHANI, H.: Verfahren zur Herstellung von Schraubenzugfedern mit kleinem Temperaturkoeffizienten der Federkonstante und Vorspannung. DDR Wirtschaftspatent Nr. 102786 v. 26.9.72
- [16] STEWART, J.L.: Theorie und Entwurf elektrischer Netzwerke. Berlin: VEB Verlag Technik 1959
- [17] SUTTON, G.H.; LATHAM, G.V.: Analysis of a feedback-controlled seismometer. J. geophys. Res., Richmond 69 (1964) 18, S. 3865-3882
- [18] TEUPSER, CH.: Die Eichung und Prüfung von elektrodynamischen Seismographen. Freiburger Forsch.-H. C 130 (1962)
- [19] TEUPSER, CH.: Einige Regeln zur Festlegung der Parameter von Breitbandseismographen mit elektronischer Rückkopplung. Vortrag anl. Symp. WG 4.1. KAPG, Prag 1976 (im Druck)

- [20] TEUPSER, CH.; UNTERREITMEIER, E.: Temperaturkompensierter mechanischer Empfänger für langperiodische Vertikalseismographen.
DDR Wirtschaftspatent Nr. 80328 v. 5.3.71
- [21] TIETZE, U.; SCHENK, CH.: Halbleiterschaltungstechnik.
Berlin 1969
- [22] ULLMANN, W.: Analytische Seismometrie.
Veröff. Inst. Geodyn. A, Berlin (1971) 16, 339 S.
- [23] UNTERREITMEIER, E.: Zur Entwicklung der Seismometrie - Tendenzen der Verwirklichung des methodischen Fortschritts am Beispiel elektronischer Seismographen.
Jena 1972, 46 S. (als Manuskript gedruckt)
- [24] UNTERREITMEIER, E.: Kapazitiver Wegaufnehmer.
DDR Wirtschaftspatent Nr. 96011 v. 5.3.1973
- [25] UNTERREITMEIER, E.: Elektronische Seismographensysteme für den on-line-Rechnerbetrieb an seismologischen Stationen.
Sommerschule KAPG AG 5.1., Kühlungsborn, 1.-9.4.1973 (im Druck)
- [26] UNTERREITMEIER, E.: Zur Erhöhung der Störfreiheit langperiodischer Seismographensysteme.
Veröff. Zentralinst. Physik d. Erde, Potsdam 25 (1973), 199 S.
- [27] UNTERREITMEIER, E.: Hochverstärkender elektronischer Seismograph an der Station Moxa.
Veröff. Zentralinst. Physik d. Erde, Potsdam 31 (1975) T. 2, S. 495-503
- [28] UNTERREITMEIER, E.; SCHUHMAN, M.: Mechanischer Empfänger eines Seismographen.
DDR Wirtschaftspatent Nr. 112836 v. 5.5.75
- [29] WOLF, A.: The limiting sensitivity of seismic detectors.
Geophysics, Tulsa 2 (1942) 2, S. 115-122
- [30] ... Elektronischer 3-Komponentenseismograph. Mechanischer Empfänger und Stationsgerät, Beschreibung und Bedienungsanleitung.
ZWG der AdW, ZIR 335/75
- [31] ... Elektronischer 3-Komponentenseismograph. Fernübertragungsendstelle, Beschreibung und Bedienungsanleitung.
ZWG der AdW, ZIR 336/75
- [32] ... Handbook of operational amplifier applications.
Tucson 1963, Druckschrift der Fa. BURR-BROWN
- [33] ... Handbook of operational amplifiers. Active RC-Networks.
Tucson 1966, Druckschrift der Fa. BURR-BROWN

