

Thema Prof. Cremer

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 66

Seismische Messung langsamer Schwingungen durch
Beschleunigungsmessung und zweimalige
elektrische Integration

von

Dipl.-Ing. W. HEUSLER

Berlin

1 9 6 3

H66

Technischer Bericht Nr. 66

Seismische Messung langsamer Schwingungen durch
Beschleunigungsmessung und zweimalige elektrische Integration

Zusammenfassung

Nach einigen grundsätzlichen Überlegungen über die im Hinblick auf eine zweifache Integration erforderliche Nullpunkt Konstanz eines Beschleunigungsaufnehmers werden zwei Typen von Gebern (mit mechanischer und "elektrischer" Feder) näher untersucht. Dabei zeigt sich, daß der Aufnehmer mit elektrisch erzeugter Rückstellkraft wegen der größeren Nullpunkt Konstanz besser für das Meßproblem geeignet ist.

Im zweiten Teil wird zunächst der Einfluß von Phasenfehlern bei der doppelten Integration auf die Anzeige der Maximalamplitude nichtharmonischer periodischer Schwingungen untersucht. Danach wird ein Verfahren zur zweifachen Integration mit einem, entsprechend gegengekoppelten Gleichspannungsverstärker angegeben.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter
gez. Heusler
(Dipl.-Ing. W. Heusler)

Der Abteilungsleiter
gez. Matthieu
(Prof. Dr. phil. P. Matthieu)

Der Institutsdirektor
gez. Gundlach
(Prof. Dr.-Ing. F. W. Gundlach)

Berlin-Charlottenburg, den 12. Februar 1963



Inhaltsübersicht

1. Einleitung
2. Die Messung der Beschleunigung
 - 2.1 Theoretische Grundlagen
 - 2.2 Grundsätzliches zur mechanisch-elektrischen Wandlung
 - 2.3 Beschleunigungsaufnehmer
 - 2.31 Ein Beschleunigungsaufnehmer herkömmlicher Bauart
 - 2.32 Ein Beschleunigungsaufnehmer mit elektrischer Feder
 - 2.33 Vergleich der beiden Aufnehmertypen
3. Die zweimalige elektrische Integration
 - 3.1 Anforderungen an den Integrator
 - 3.2 Der Einfluß von Phasenfehlern bei der Doppel-Integration auf die Meßgenauigkeit
 - 3.3 Möglichkeiten zur zweifachen Integration
 - 3.4 Zweifache Integration mit einem Verstärker
 - 3.41 Prinzipieller Aufbau und Berechnung der Schaltung
 - 3.42 Praktische Ausführung
4. Empfindlichkeit und Meßfehler

1. Einleitung

Mechanische Schwingungen im Frequenzbereich von 0,2 Hz bis etwa 5 Hz - sogenannte langsame Schwingungen - unterscheiden sich hinsichtlich ihrer meßtechnischen Erfassung zwar prinzipiell nicht von Schwingungen höherer Frequenz, stellen aber für die praktische Meßtechnik ein Meßproblem dar, das mit den üblichen Meßgeräten nicht zu bewältigen ist.

Turm- und Schornsteinschwingungen, Nickschwingungen von Kraftfahrzeugen sowie Schiffsschwingungen sind einige praktische Fälle, wo die Frequenz der Schwingungen in dem angegebenen Bereich liegt. Bei Türmen handelt es sich sehr häufig um durch Glocken angeregte Schwingungen. Dabei liegt sowohl die Glockenfrequenz als auch die Eigenfrequenz des Turmes meistens unterhalb von 1 Hz.

Die interessierende mechanische Größe ist bei diesen tieffrequenten Bewegungen relativ großer Amplitude der Schwingweg. Mit einem seismischen System kann man nun bei tiefer Abstimmung oberhalb der Eigenfrequenz wegproportional messen, bei hoher Abstimmung dagegen unterhalb der Eigenfrequenz beschleunigungsproportional. Diese beiden Möglichkeiten stehen für die Entwicklung von Meßgeräten offen.

Die Messung horizontaler langsamer Schwingungen mit tief abgestimmten seismischen Systemen wurde im Technischen Bericht Nr. 51 bereits behandelt. Der Nachteil dieser Systeme mit einer Eigenfrequenz von ca. 0,2 Hz liegt darin, daß sie infolge der tiefen Eigenfrequenz mechanisch sehr empfindlich und in ihren Abmessungen relativ groß sind. Ferner können sie in dieser Form - ohne zusätzliche Haltefeder - nur für horizontale Bewegungen benutzt werden.

Ein Beschleunigungsaufnehmer hingegen mit einer Eigenfrequenz von ca. 10-20 Hz läßt sich sehr klein ausführen und ist mechanisch robust. Außerdem ist bei dieser Eigenfrequenz die Verlagerung der Masse infolge der Erdbeschleunigung so klein, daß er auch für vertikale Schwingungen brauchbar ist. Auch gleichförmige Beschleunigungen und instationäre Vorgänge genügend langsamer Änderung werden von dem Beschleunigungsaufnehmer richtig gemessen, was naturgemäß mit einem tief abgestimmten System nicht möglich ist. Den Schwingweg erhält man

durch zweimalige Integration der Beschleunigung. Da die rechnerische Integration einer allgemeinperiodischen oder nichtperiodischen Funktion sehr schwierig und mit großem Aufwand verbunden ist, ergibt sich die Forderung nach sofortiger elektrischer Integration der gemessenen Beschleunigung zur direkten Anzeige des Schwingweges. Wenn es gelingt, eine genügend genaue doppelte Integration der von einem Beschleunigungsaufnehmer abgegebenen Spannung durchzuführen, dann dürfte dieses Meßprinzip den auf der direkten Wegmessung beruhenden Verfahren überlegen sein. Über die Schwierigkeiten und Grenzen bei der Doppel-Integration soll später berichtet werden.

2. Die Messung der Beschleunigung

2.1 Theoretische Grundlagen

Für einen federgefesselten Bewegungsmesser mit relativer Dämpfung nach Bild 1 ist der Zusammenhang zwischen eingeleiteter Erregung \underline{u} und angezeigter Größe \underline{r} in komplexer Schreibweise gegeben durch die Beziehung

$$\underline{r} = - \underline{y}_1 \underline{u} \quad (1)$$

wo \underline{y}_1 die reduzierte kinetische Einflußzahl genannt wird. Die Gleichung ergibt sich aus der Lösung der entsprechenden Differentialgleichung der Bewegung (s. Klotter, Technische Schwingungslehre, Bd.1).

Der Betrag der kinetischen Einflußzahl wird (nach Klotter) als Vergrößerungsfunktion V_1 bezeichnet und lautet:

$$V_1 = \frac{\eta^2}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4D^2\eta^2}} \quad (2)$$

Darin bedeuten:

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$$

D = Dämpfungsmaß

ω = Erregerfrequenz

ω_0 = Eigenfrequenz des Systems

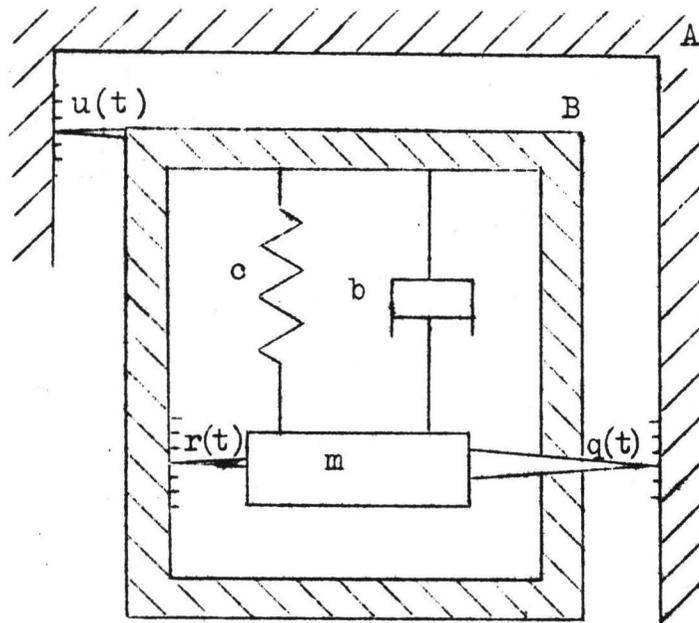


Bild 1: Prinzip eines federgefesselten Schwingungsmessers mit relativer Dämpfung

mit

A	Festpunkt
B	Gerätefußpunkt
$u(t)$	eingeleitete Bewegung
$q(t)$	absolute Bewegung der Masse.
$r(t)$	relative Bewegung der Masse
$u(t) + r(t) = q(t)$	

Zur Beschreibung der Beschleunigungs-Empfindlichkeit ist es anschaulicher die Vergrößerungsfunktion V_3 zu verwenden, die mit V_1 wie folgt zusammenhängt:

$$V_1(\eta) = \eta^2 V_3(\eta) \quad (3)$$

Setzt man Gleichung (3) in den Betrag der Gleichung (1) ein, so folgt:

$$R = \eta^2 V_3 U = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} V_3 U = \frac{B}{\omega_0^2} V_3 \quad (4)$$

denn $B = \omega^2 U$ ist die Amplitude der erregenden Beschleunigung.

Für $\eta \rightarrow 0$ wird $V_3 = 1$, und man erhält eine beschleunigungsproportionale Anzeige. Durch geeignete Wahl der Dämpfung kann der Bereich der beschleunigungsproportionalen Anzeige von $\eta = 0$ bis $\eta = 0,5$ ausgedehnt werden. Für $D = 1/2 \sqrt{2}$ ist der Amplitudenfehler für $\eta \leq 0,5$ kleiner als 3%.

Die Empfindlichkeit der Gerätes ist durch die Größe der Eigenfrequenz bestimmt. Eine tiefe Eigenfrequenz bedeutet große Empfindlichkeit, schränkt aber andererseits den nutzbaren Frequenzbereich ein, da immer $\omega \leq 0,5 \omega_0$ sein muß.

Noch kritischer als Fehler im Amplitudengang sind Phasenverzerrungen, da bei nichtharmonischen Schwingungen durch die Verschiebung der Phasenlage der einzelnen Oberwellen zueinander erhebliche Amplitudenfehler auftreten können. Deshalb soll hier auch der Phasengang von y_1 diskutiert werden.

Für den bei der Beschleunigungsmessung interessierenden Phasenverschiebungswinkel ergibt sich aus der kinetischen Einflußzahl der Nacheilwinkel ϵ_3 zwischen \underline{r} und $-\underline{b}$:

$$\epsilon_3 = \text{arc tg } \frac{2D\eta}{1-\eta^2} \quad (5)$$

Damit keine Phasenverzerrung auftritt, muß die Laufzeit (Phasenverschiebungszeit) für alle auftretenden Frequenzen konstant sein, d.h. zwischen ϵ_3 und η muß ein linearer Zusammenhang bestehen.

Führt man die Phasenverschiebungszeit t_{ϵ_3} ein, so wird aus Gleichung (5):

$$t_{\epsilon_3} = \frac{\epsilon_3}{\omega} = \frac{1}{\omega} \text{ arc tg } \frac{2D\eta}{1-\eta^2} \quad (6)$$

Für die relative Phasenverschiebungszeit erhält man:

$$\tau_3 = \frac{t_{\epsilon_3}}{T_0} = \frac{1}{2\pi} \frac{\epsilon_3}{\eta} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\eta} \text{ arc tg } \frac{2D\eta}{1-\eta^2} \quad (7)$$

In Bild 2 ist der Verlauf von τ_3 für verschiedene Dämpfungen aufgetragen.

Man sieht, daß der Dämpfungswert $D = 1/2 \sqrt{2}$ hier nicht die kleinste Verzerrung ergibt. Der Fehler ist jedoch bei diesem hinsichtlich Amplitudenverzerrungen günstigsten Wert sehr gering.

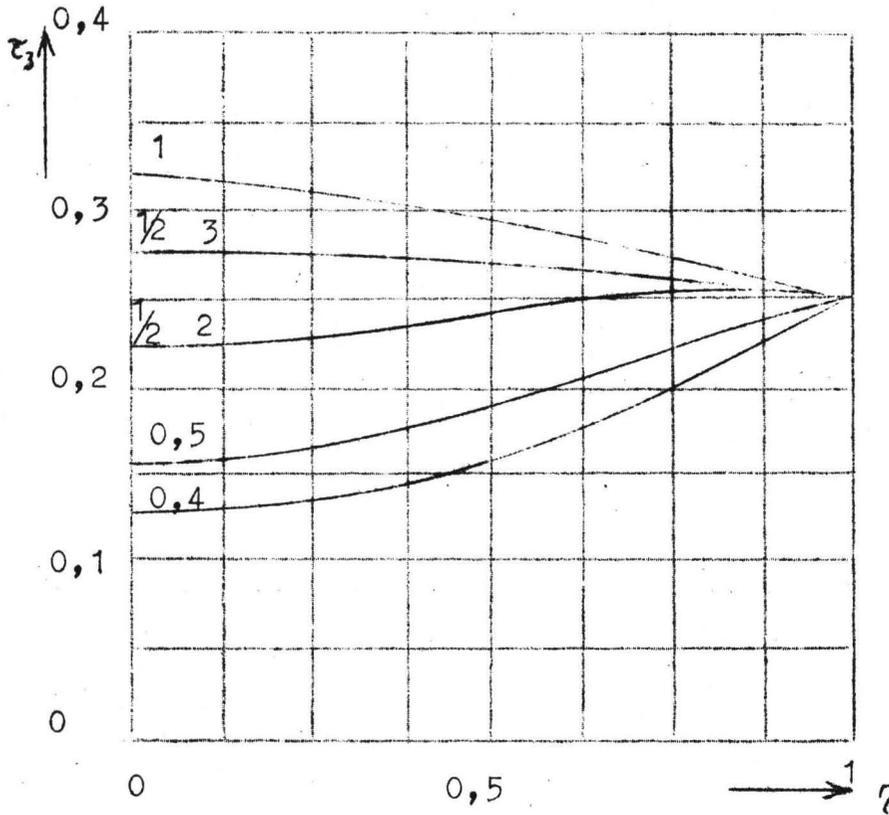


Bild 2: Relative Phasenverschiebungszeit $\tau_3 = f(\eta)$

Für die Praxis ist es zweckmässig, den Phasenwinkel der Oberswellen auf die Periode der jeweiligen Grundschwingung zu beziehen, da man dadurch am besten einen Überblick über die Verzerrung der

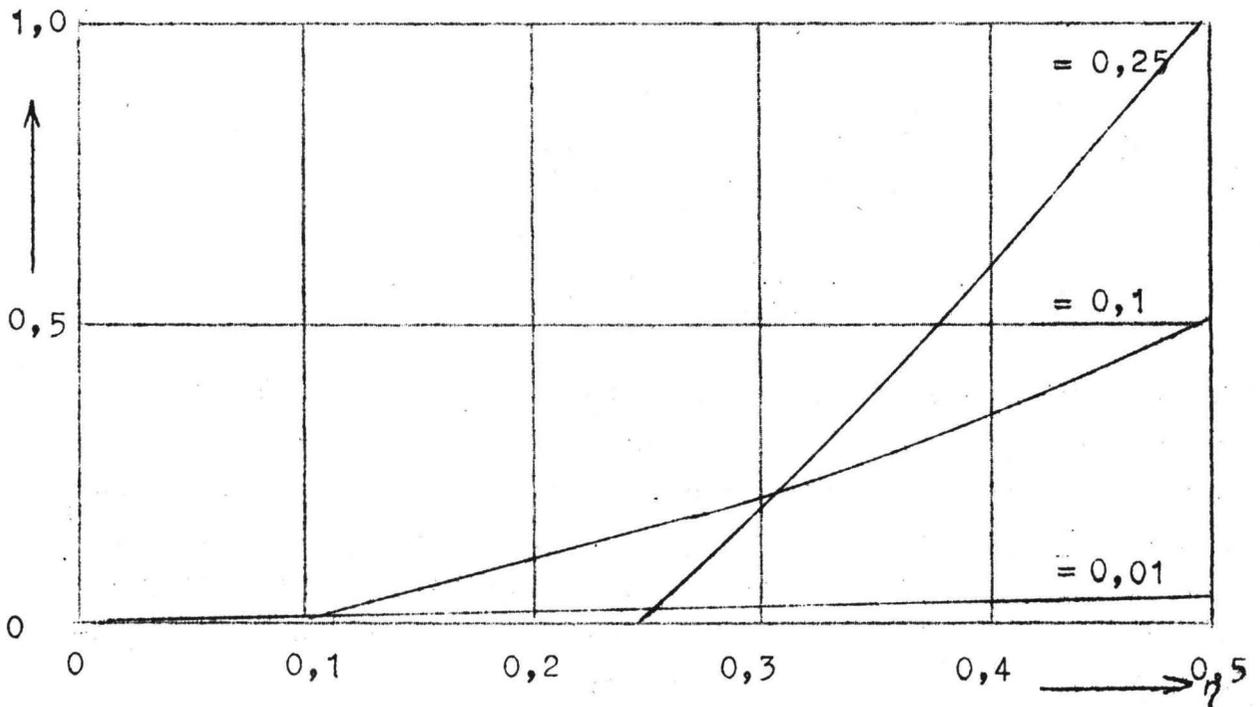


Bild 3: Phasenwinkel der Oberschwingungen bezogen auf die Periode der Grundschwingung bei $D = \frac{1}{2} \sqrt{2}$

Kurvenform und damit der Maximalamplitude einer nichtharmonischen Schwingung erhält. In Bild 3 ist der Phasenwinkel der Oberwellen bei einem Dämpfungsmaß von $1/2\sqrt{2}$ bezogen auf eine Grundschiwingung von $\eta_6 = 0,01$, $\eta_6 = 0,1$, $\eta_6 = 0,25$ aufgetragen.

Man kann dem Diagramm entnehmen, daß selbst im ungünstigsten Fall (Grundschiwingung bei $\eta = 0,25$) der Phasenwinkel nur 1° beträgt. Der dadurch entstehende Amplitudenfehler kann vernachlässigt werden (vergl. auch 3.2).

2.2 Grundsätzliches zur mechanisch-elektrischen Wandlung

Die Gleichung (4) sagt aus, daß die Relativbewegung $r(t)$ zwischen Masse und Gehäuse proportional der Beschleunigung ist, solange $V_3 = 1$ ist. Die mechanisch-elektrische Wandlung muß also wegproportional sein, damit auch die elektrische Größe die Beschleunigung richtig wiedergibt. Um die nötige Empfindlichkeit festzulegen, soll kurz errechnet werden, welche Wegamplituden minimal noch gemessen werden müssen.

Bei einer Frequenz von 0,2 Hz soll noch eine Amplitude von etwa ± 5 mm gemessen werden. Die Beschleunigung ist dann:

$$B = \omega^2 x = 4 \pi^2 \cdot 0,04 \cdot 5 = 7,9 \text{ mm/sec}^2 = 0,0008 g \text{ wobei } g = 981 \text{ cm/sec}^2 \text{ die Erdbeschleunigung ist.}$$

Bei einer Eigenfrequenz des Feder-Masse-Systems von 10 Hz beträgt die Relativbewegung dann:

$$R = \frac{B}{\omega_0^2} = \frac{7,9}{4\pi^2 \cdot 100} = 0,002 \text{ mm} = 2 \mu$$

Die mechanisch-elektrische Wandlung muß so empfindlich sein, daß die abgegebene Spannung ausreicht, um den folgenden Doppel-Integrator auszusteuern. Höchste Anforderungen werden an die Nullpunkt Konstanz gestellt, da die folgende doppelte Integration eine frequenzabhängige Bewertung der Eingangsspannung mit $1/\omega^2$ darstellt. Bei einer exakten doppelten Integration gilt folgende Beziehung:

$$u_{\text{aus}} = \iint u_{\text{ein}} dt dt \quad (8)$$

Die Eingangsfunktion setzt sich zusammen aus der Meßspannung und der Störspannung. Die Störspannung, von der hier nur die tieffrequenten Anteile interessieren, ist eine Funktion $u = f(t)$, wobei $f(t)$ durch den Einfluß von Temperaturschwankungen, Netzspannungsschwankungen etc. bestimmt wird. Der genaue Funktionsverlauf kann deshalb nicht angegeben werden. In der Hauptsache wirken sich Temperaturschwankungen aus, da sie infolge der natürlichen Wärmeträgheit der beeinflussten Bauteile sehr langsame Änderungen der Störspannung bewirken. Man kann, um einen Überblick zu bekommen, vereinfachend ansetzen, daß die Störspannung über einen Zeitraum von einigen Minuten mit der Zeit proportional ansteigt. Die Meßspannung sei im einfachsten Falle eine harmonische Größe. Dann ist:

$$u_{\text{ein}} = \hat{U} \sin \omega t - U_{=} t$$

Nach Gleichung (8) ist dann:

$$u_{\text{aus}} = - \frac{\hat{U}}{\omega^2} \sin \omega t - \frac{U_{=} t^3}{6} \quad (9)$$

Betrachtet man von der periodischen Funktion nur den Spitzenwert, so erhält man:

$$u_{\text{aus}} = - \left(\frac{\hat{U}}{\omega^2} + U_{=} \frac{t^3}{6} \right) \quad (10)$$

Mit $\omega^2 = 4\pi^2 f^2 = \frac{4\pi^2}{T^2}$ folgt aus Gleichung (10):

$$u_{\text{aus}} = - \left(\hat{U} \frac{T^2}{4\pi^2} + U_{=} \frac{t^3}{6} \right) = - \hat{U} \frac{T^2}{4\pi^2} \left(1 + \frac{U_{=}}{\hat{U}} \frac{2\pi^2 t^3}{3T^2} \right) \quad (11)$$

Für eine einwandfreie Anzeige muß gefordert werden:

$$\frac{U_{=}}{\hat{U}} \frac{2\pi^2 t^3}{3T^2} \ll 1 \quad (12)$$

innerhalb der Meßzeit.

Die tiefste Meßfrequenz wurde eingangs zu 0,2 Hz angesetzt, d.h. $T = 5$ sec. Fordert man, daß während einer bestimmten Meßzeit t die Auswanderung aus der Nulllage am Integrator-Ausgang 10% vom Spitzenwert der Meßspannung nicht übersteigen soll, so

kann man für Gleichung (12) schreiben:

$$\frac{\hat{U}}{U_{\text{=}}} = \frac{2\pi^2 t^3}{3 \cdot 0,1 \cdot 25} = 2,63 t^3 \quad (13)$$

Setzt man als Meßzeit $t = 2$ Minuten an, so bedeutet das einen Störabstand von:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{U}}{U_{\text{=}}} &= 4,5 \cdot 10^6 \quad \text{oder} \\ U_{\text{=}} &= \frac{\hat{U}}{4,5} \text{ /}\mu\text{V/sec} \end{aligned} \quad (14)$$

wenn \hat{U} in Volt eingesetzt wird.

Die Behandlung der praktischen Ausführungen von Beschleunigungsaufnehmern wird zeigen, daß dieser Wert nicht zu erreichen ist, so daß auf die richtige Integration von Gleichspannungen verzichtet werden muß.

2.3 Beschleunigungsaufnehmer

2.31 Ein Beschleunigungsaufnehmer herkömmlicher Bauart

Bei der Konstruktion eines Beschleunigungsaufnehmers sind die beiden schon angedeuteten Teilprobleme zu beachten

- a) die Gestaltung des mechanischen Feder-Masse-Systems mit Dämpfung
- b) die mechanisch-elektrische Wandlung bzw. die Messung der Relativbewegung der Masse.

Da die mechanische Ausführung von der Lösung des Punktes b) bestimmt wird, muß erst die elektrische Seite des Problems behandelt werden.

Für die Wegmessung wird zweckmäßigerweise ein Trägerfrequenzverfahren angewandt, da auf diese Weise die direkte Verstärkung der tiefen Frequenzen bzw. Gleichspannungen vermieden wird.

Als mechanisch-elektrischer Wandler wird ein induktiver Wegaufnehmer W 1 der Firma Hottinger benutzt, der an einer 5 kHz-Trägerfrequenzmeßbrücke betrieben wird. Mit der Trägerfrequenz-

meßbrücke DD3 der Firma Brandau erreicht man bei 3 V-Speisung eine maximale Empfindlichkeit von $1,8 \text{ V}/\mu$. Der Aussteuerbereich der Brücke liegt bei $\pm 15 \text{ V}$. Bei der vorhin als unterste Grenze angegebenen Beschleunigung von $0,0008 \text{ g}$ ($0,2 \text{ Hz}$, 5 mm) beträgt die Brückenausgangsspannung $3,5 \text{ V}$ bei einer Eigenfrequenz des Gebers von 10 Hz .

Bild 4 zeigt den mechanischen Aufbau des Beschleunigungsaufnehmers.

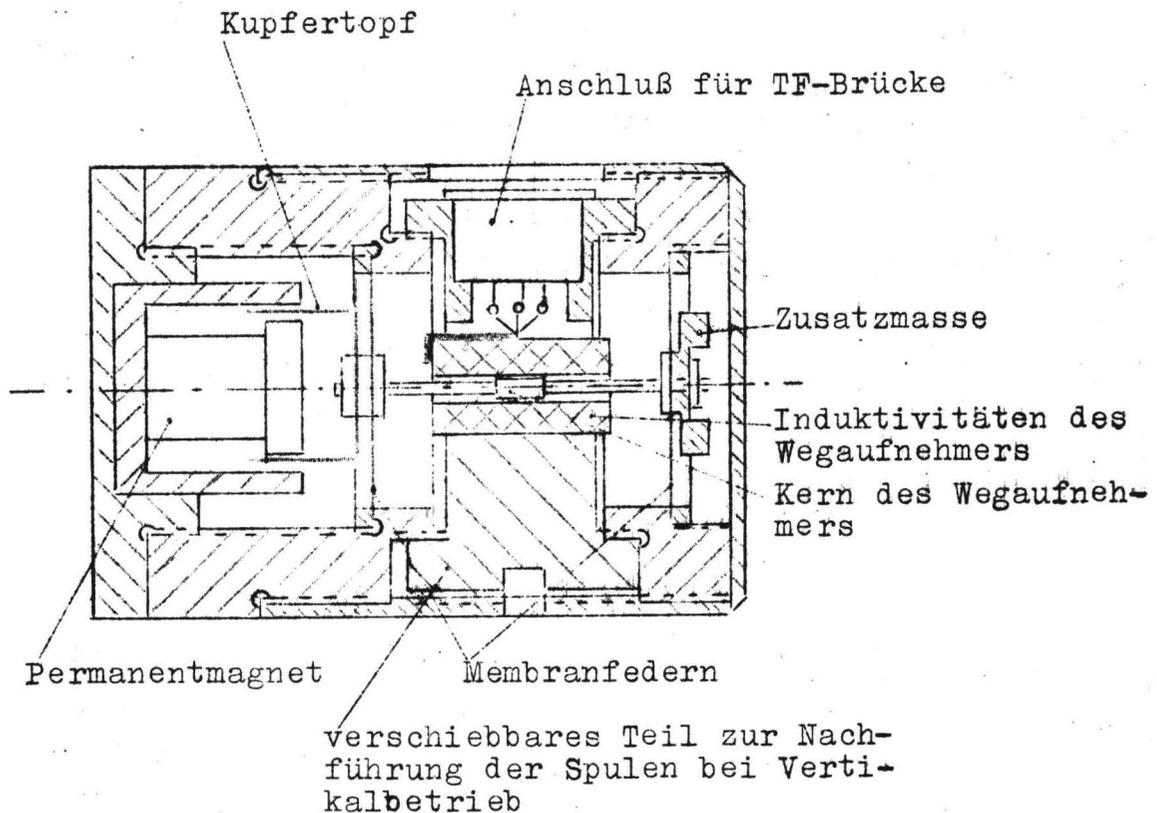


Bild 4: Beschleunigungsaufnehmer $f_0 = 10 \text{ Hz}$

Die seismische Masse wird gebildet durch den Kern des Wegaufnehmers, den Kupfertopf der Wirbelstrombremse, die Achse mit Muttern und Scheiben und ein Zusatzgewicht. Das Gesamtgewicht der Masse beträgt ca. 20 g . Die Masse wird durch zwei durchbrochene Membranfedern gehalten. Die Dämpfung wird durch die Wirbelstrombremse erzielt. Der Kern des induktiven Wegaufnehmers liegt zwischen den Federn, so daß bei Temperaturänderung eine

Relativbewegung zwischen den Spulen und dem Kern des Wegaufnehmers weitgehend vermieden wird. Voraussetzung dafür ist, daß die beiden Federn absolut gleiche Federkonstanten haben, da sonst bei Temperaturänderung nur die weichere Feder ausgelenkt wird. Ein gewisser Ausgleich kann bei der Montage vorgenommen werden durch geringfügige Verspannung der Federn gegeneinander. Dazu sind aber Temperaturversuche notwendig. Beim Übergang von der horizontalen Lage des Aufnehmers zur Vertikalen senken sich die Federn um 2,5 mm durch und der Kern des Wegaufnehmers verlagert sich um diesen Betrag. Durch eine besondere Konstruktion wurde erreicht, daß der Spulenkörper von außen um denselben Betrag verschoben werden kann. Durch die Vorspannung wird der Linearitätsbereich der Federn natürlich kleiner; bei den kleinen Auslenkungen, die bei der Beschleunigungsmessung auftreten, spielt das aber keine Rolle.

Die zulässige Nullpunktsdrift der beschleunigungsproportionalen Ausgangsspannung errechnet sich unter Zugrundelegung der unter 2.2 angegebenen Rechnung:

$$U_{\text{zul}} = \frac{\overset{0}{\Delta} \text{min}}{4,5} = 0,8/\mu \text{ V/sec}$$

Durch Messungen am fertigen Gerät wurde in einem Raum ohne Temperaturregelung eine Drift von etwa $40/\mu \text{ V/sec}$ gemessen. Aus Messungen, bei denen der Aufnehmer auf verschiedene Temperaturen gebracht wurde, ergab sich ein Temperaturgang von $3\%/^{\circ}\text{C}$ bezogen auf Brücken-Vollausschlag bei höchster Empfindlichkeit. Daraus ersieht man, daß für die Drift in erster Linie das mechanische System verantwortlich ist; der Einfluß der TF-Brücke kann vernachlässigt werden. Die folgende Tabelle gibt die technischen Daten des Beschleunigungsaufnehmers an:

Eigenfrequenz:
horizontal: 10,2 Hz
vertikal : 11,0 Hz

Dämpfungsmaß : $D \approx 0,5$
Größte Empfindlichkeit :
 horizontal : 4300 V/g bzw. $15 \text{ V} \approx 0,0035 \text{ g}$
 vertikal : 3700 V/g bzw. $15 \text{ V} \approx 0,004 \text{ g}$
Maximalbeschleunigung : $\pm 0,1 \text{ g}$
Richtungsselektivität : $> 1 : 200$ (bis 5 Hz gemessen)

2.32 Ein Beschleunigungsaufnehmer mit elektrischer Feder

In den letzten Jahren sind namentlich von der Firma Donner (USA) Beschleunigungsaufnehmer entwickelt worden, die auf einem völlig neuen Prinzip beruhen. Die Rückstellkraft wird nicht mehr über eine mechanische Feder sondern auf elektrischem Wege über ein Servosystem erzeugt.

Bild 5 zeigt den prinzipiellen Aufbau:

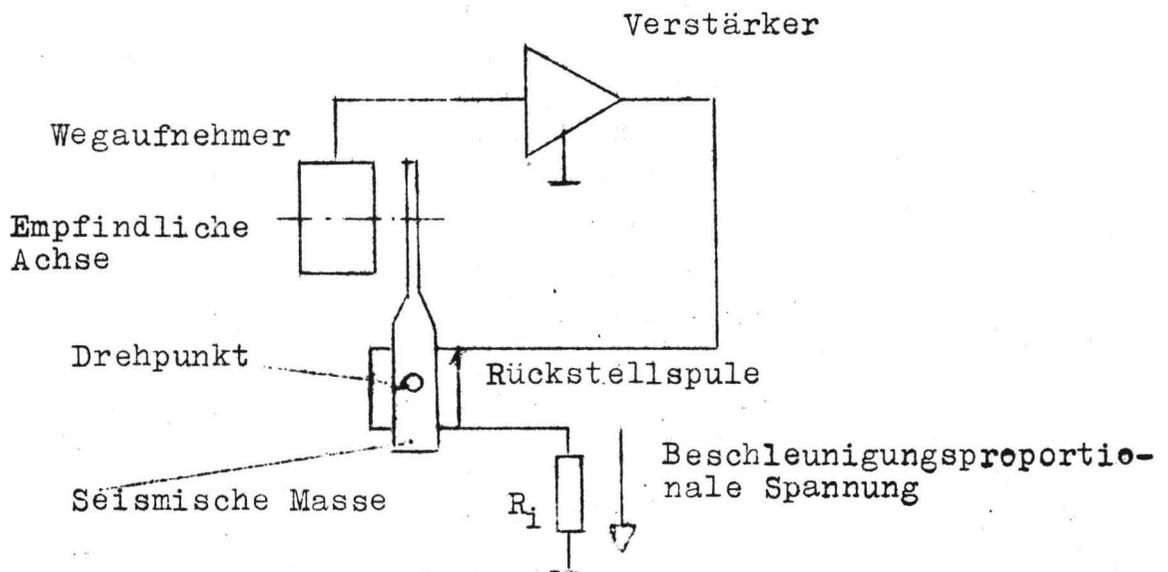


Bild 5: Beschleunigungsaufnehmer mit elektrischer Feder

Die seismische Masse ist drehbar gelagert mit einer vernachlässigbar kleinen Reibung und ohne Haltefeder. Wird das Gerät beschleunigt, so versucht die Masse in Ruhe zu bleiben, und es tritt eine Relativbewegung zwischen Masse und Gehäuse auf. Die dadurch über den Wegaufnehmer erzeugte Spannung wird in einem Transistor-Verstärker verstärkt und der Rückstellspule zugeführt. Die Polung muß so sein, daß der Strom in der Rückstellspule eine Kraft erzeugt, die der Relativbewegung der Masse entgegenwirkt. Die elektrische Kraft stellt eine Federkraft dar, da sie proportional der mit dem Wegaufnehmer gemessenen Auslenkung ist. Durch den Verstärkungsgrad des dazwischengeschalteten Verstärkers kann die Feder in ihrer Steifigkeit verändert werden. Dadurch ist die Eigenfrequenz des Systems festgelegt. Unterhalb der Eigenfrequenz ist der Strom durch die Spule bzw. den Widerstand R_i , proportional der Beschleunigung.

Durch das Servosystem wird eine hohe Konstanz bei Temperaturschwankungen, eine sehr gute Linearität und eine kleine Hysterese erreicht.

Die Dämpfung wird elektrisch oder als Flüssigkeitsdämpfung ausgeführt.

Das von uns benutzte Modell 4310 hat folgende technische Daten:

Eigenfrequenz	: 55 Hz
Dämpfung	: $D = 0,4$
Maximalbeschleunigung	: $\pm 0,05$ g
Empfindlichkeit	: 151,5 V/g bzw. 7,588 V \pm 0,05 g
Richtungsselektivität	: 1 : 500

Das System ist nur zur Messung horizontaler Schwingungen geeignet. Kleine Schrägstellungen können durch einen Kompensationsstrom ausgeglichen werden.

Bei einer Beschleunigung von 0,008 g beträgt die Ausgangsspannung 121 mV. Die zulässige Nullpunktschwankung errechnet sich wieder nach der unter 2.2 gegebenen Gleichung (14):

$$U_{\min} = \frac{\hat{U}_{\min}}{4,5} = 0,027 \mu\text{V}/\text{sec}$$

Die Konstanz der Ausgangsspannung wurde unter denselben Bedingungen wie für den ersten Geber gemessen. Dabei ergab sich eine Nullpunktdrift von:

$$U_{\text{=}} = 0,15 \mu\text{V}/\text{sec}$$

Der Temperaturgang beträgt $0,1^{\circ}/\text{oo}/^{\circ}\text{C}$ bezogen auf Vollausschlag.

2.33 Vergleich der beiden Aufnehmertypen

Die Nullpunktstabilität beider Aufnehmertypen entspricht nach den unter 2.31 und 2.32 angegebenen Meßwerten nicht den Anforderungen, so daß auf eine richtige Integration der Gleichwerte verzichtet werden muß.

Zum Vergleich der Stabilität beider Geber muß gleiche Empfindlichkeit zugrunde gelegt werden. Dann ergibt sich, daß die Nullpunktstabilität des "Donner"-Gebers um den Faktor 10 besser ist als die des herkömmlichen Gebers. Er ist also trotz der geringeren Empfindlichkeit besser für das vorliegende Meßproblem geeignet. Der Frequenzbereich des "Donner"-Gebers ist wesentlich größer (Eigenfrequenz 55 Hz), jedoch wird dieser Vorteil durch eine entsprechende Herabsetzung der Empfindlichkeit erkauft. Da ohne Schwierigkeiten auch ein mechanisches System so hoch abgestimmt werden kann, liegt darin kein echter Vorteil. In der Richtungsselektivität ergeben sich keine entscheidenden Unterschiede.

3. Die zweimalige elektrische Integration

3.1 Anforderungen an den Integrator

Die vom Beschleunigungsaufnehmer nach 2.31 oder 2.32 abgegebene Spannung soll zweimal integriert werden. Bei Annahme eines idealen Beschleunigungsaufnehmers ohne Nullpunktdrift könnte man fordern, daß die Integration von 0 Hz bis zu einer bestimmten oberen Grenzfrequenz, die durch den verwendeten Verstärker bedingt ist, richtig ausgeführt wird. Damit durch den Integrator

kein Fehler auftritt, muß die Eigendrift bezogen auf den Eingang klein sein gegen die zu integrierende Spannung.

Da nun in Wirklichkeit der Beschleunigungsaufnehmer zusammen mit dem Meßwert eine durch die Nullpunktinstabilität bedingte Störspannung abgibt, würde ein Integrator mit den oben genannten Eigenschaften praktisch nicht brauchbar sein, da er durch die Driftspannung nach kurzer Zeit zugesteuert wäre.

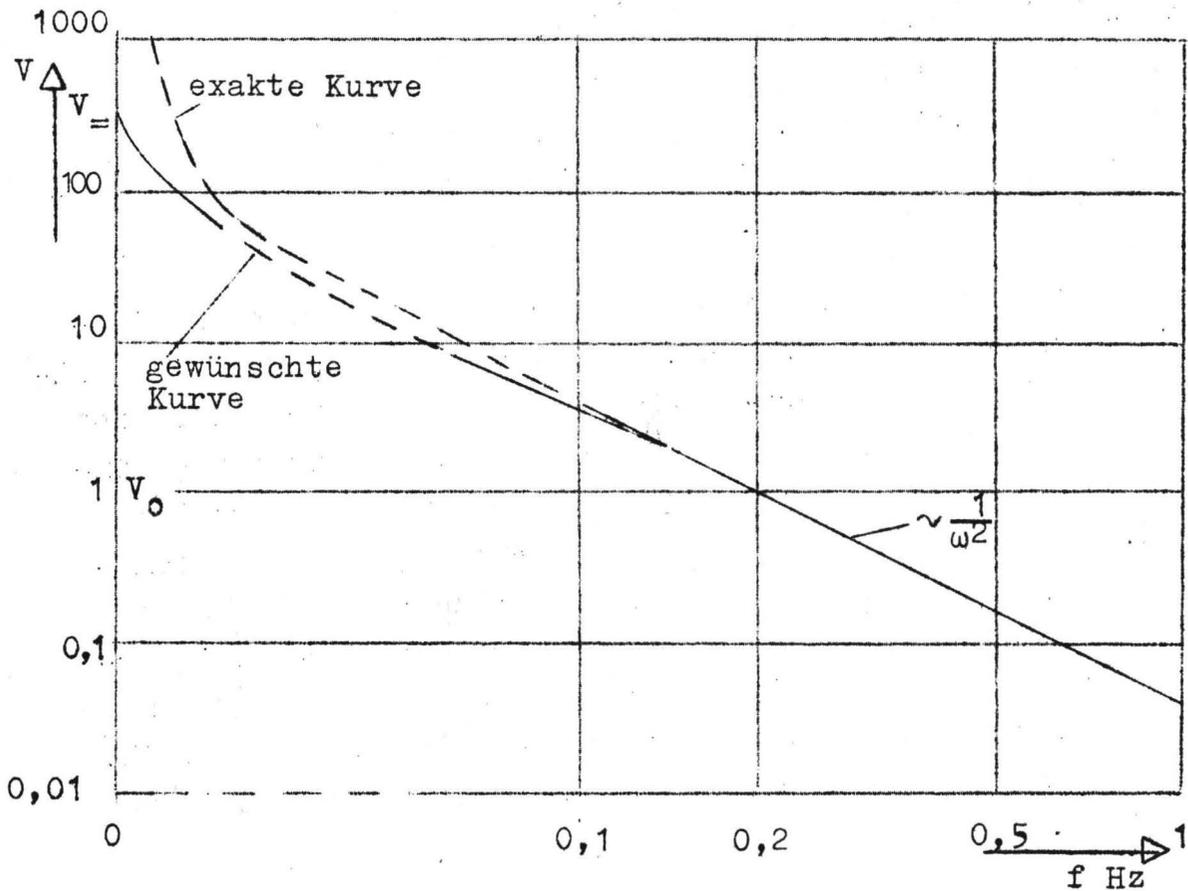


Bild 6: Gewünschter Frequenzgang eines Doppel-Integrators

Man muß deshalb auf die richtige Integration von Gleichspannungen verzichten und die Forderung so stellen, daß nur bis zur Frequenz von etwa 0,2 Hz richtig integriert wird. Die darunter liegenden Frequenzen sollen möglichst beschnitten werden. Der Frequenzgang des Doppelintegrators soll dann wie in Bild 6 dargestellt aussehen.

Eine völlige Absperrung der Gleichspannung durch eine Kondensatorkoppelung ist bei so tiefen Frequenzen wegen der großen Zeitkonstanten nicht möglich. Die Gleichspannung wird mit dem endlichen Wert V_0 verstärkt. Die Gleichspannungsverstärkung kann nicht beliebig klein gemacht werden, da dann der Integrationsfehler im Arbeitsbereich größer wird. Der Integrationsfehler ist außerdem abhängig von der bei der tiefsten Meßfrequenz geforderten Verstärkung. Ehe auf die Dimensionierung und die technische Ausführung einer Doppel-Integrationsschaltung eingegangen wird, soll eine Abschätzung der zulässigen Integrations-Phasenfehler gemacht werden.

3.2 Der Einfluß von Phasenfehlern bei der Doppel-Integration auf die Meßgenauigkeit

Durch die im vorigen Abschnitt beschriebenen Maßnahmen zur Stabilisierung der Nulllage ergeben sich in der Integration Amplituden- und Phasenfehler auch bereits für die tiefsten Meßfrequenzen. Die zulässigen Amplitudenfehler, dadurch bedingt, daß der Frequenzgang des Integrators nicht mehr proportional $1/\omega^2$ ist, lassen sich eindeutig festlegen. Etwas schwieriger zu beurteilen ist der Einfluß der Phasenfehler, die ja gleichzeitig mit den Amplitudenfehlern durch den Zusammenhang von Übertragungsfaktor und Phasenmaß auftreten.

Bei einer exakten doppelten Integration wird die Phase der Eingangsspannung um 180° gedreht. In Abhängigkeit von der Frequenz treten nun Abweichungen davon auf wie in Bild 7 dargestellt. Der Phasenfehler einer beliebigen Frequenz wird dabei bezogen auf den Phasenfehler der tiefsten Schwingung, die als Grundschwingung bezeichnet wird. Ist nur eine harmonische Schwingung vorhanden, so spielt der Phasenfehler überhaupt keine Rolle. Erst bei Vorhandensein mehrerer Frequenzen wird durch die unterschiedliche Laufzeit die Kurvenform der Gesamtschwingung verzerrt.

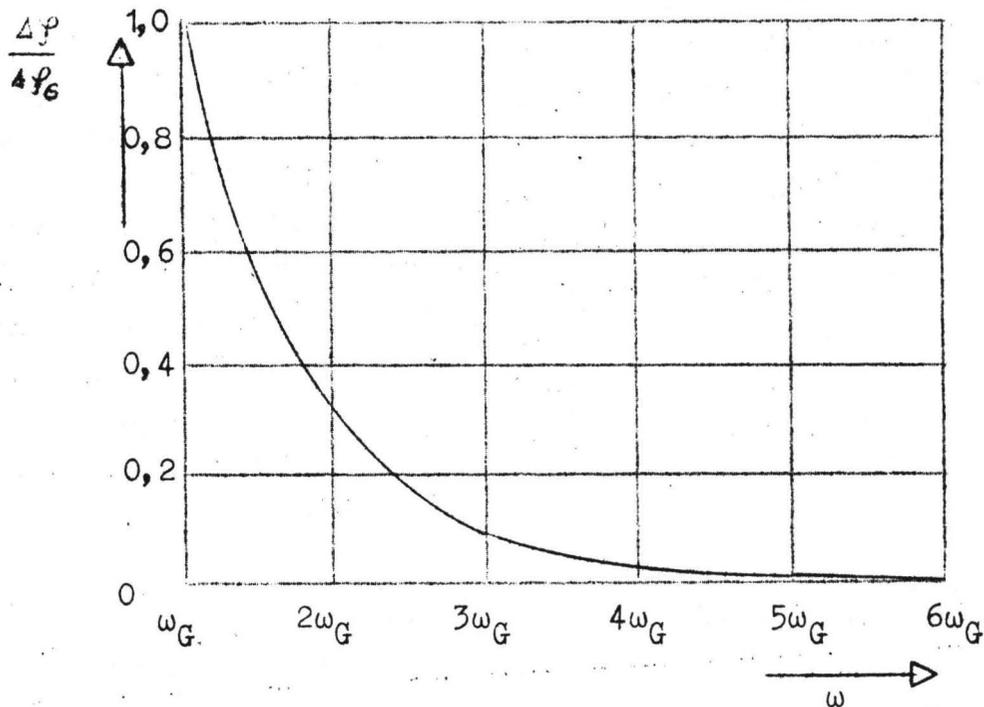


Bild 7: Phasenfehler bei Doppel-Integration

$\Delta\psi$ = Phasenfehler einer beliebigen Harmonischen
 $\Delta\psi_G$ = Phasenfehler der Grundschwingung

Man sieht, der größte Fehler tritt auf zwischen der Grundschwingung und den Oberschwingungen. Der Fehler zwischen den Oberwellen ist vernachlässigbar klein. Deshalb genügt es, für die Fehlerbetrachtung eine periodische Funktion zu wählen, die aus der Überlagerung von Grundschwingung und einer Oberwelle besteht. Durch unterschiedliche Laufzeit (Phasenverschiebungszeit) dieser beiden Schwingungen bei der Doppel-Integration wird die Kurvenform der Gesamtschwingung verfälscht. Bei der Messung mechanischer Schwingungen, die ja letztlich der Beurteilung der Gefährlichkeit für ein Bauwerk oder eine Maschine dienen, ist, speziell bei langsamen Schwingungen, nicht so sehr die geringe Veränderung der gesamten Kurvenform als vielmehr die fehlerhafte Wiedergabe der Maximalwerte störend. Dafür kann man nun leichter den Fehler berechnen und ein Maß für die noch zulässigen Phasenfehler gewinnen. Im folgenden sollen die positiven bzw. negativen Maxima nicht getrennt betrachtet werden, sondern die Verfälschung der größten Doppelamplitude in einer Periode untersucht werden.

Gegeben sei die Funktion:

$$A \sin (\omega t + \varphi) + B \sin n\omega t \quad (15)$$

Bei einer zweimaligen Integration sei der Phasenfehler für die Grundwelle $\Delta\varphi_0$, der Phasenfehler der Oberwelle sei $\Delta\varphi = 0$. Dann wird, wenn $\omega = 1$ ist:

$$\iint (A \sin (\omega t + \varphi) + B \sin n\omega t) dt dt = - (A \sin (\omega t + \varphi + \Delta\varphi_0) + \frac{B}{n^2} \sin n\omega t) = F' \quad (16)$$

Der richtige Wert müßte sein:

$$F = - (A \sin (\omega t + \varphi) + \frac{B}{n^2} \sin n\omega t) \quad (17)$$

Der Fehler in der Doppelamplitude ist dann:

$$\%F = \frac{F_{Dmax} - F'_{Dmax}}{F_{Dmax}} 100 (\%) \quad (18)$$

Die Bestimmung der Argumente für die Maximalwerte ist rechnerisch wegen der zu berücksichtigenden Parameter B/A , n und φ sehr mühsam. Da keine digitale Rechenmaschine zur Verfügung stand, wurde die Funktion F' der Gleichung (16) auf elektrischem Wege hergestellt und auf einem Oszillographen sichtbar gemacht. Das hat außerdem den Vorteil, daß der gesamte Zeitverlauf anschaulich vorliegt und auch photographisch festgehalten werden kann.

Das Blockschaltbild (Bild 8) zeigt den zur Darstellung der Funktion F' benutzten Aufbau.

Die Grundwelle wird auf eine aus 78 LC-Gliedern bestehende Verzögerungskette mit einer gesamten Verzögerungszeit von $1332 \mu s$ gegeben. Durch geeignete Wahl der Frequenz kann man erreichen, daß pro Glied eine bestimmte Phasenverschiebung auftritt. Der Phasenfehler für die Grundwelle wurde zu $\Delta\varphi_0$ gleich 5° angesetzt. Der Generator liefert gleichzeitig mit der Sinusschwingung eine Rechteckschwingung, aus der durch geeignete Siebmittel die gewünschte Oberwelle ausgesucht werden kann. Die

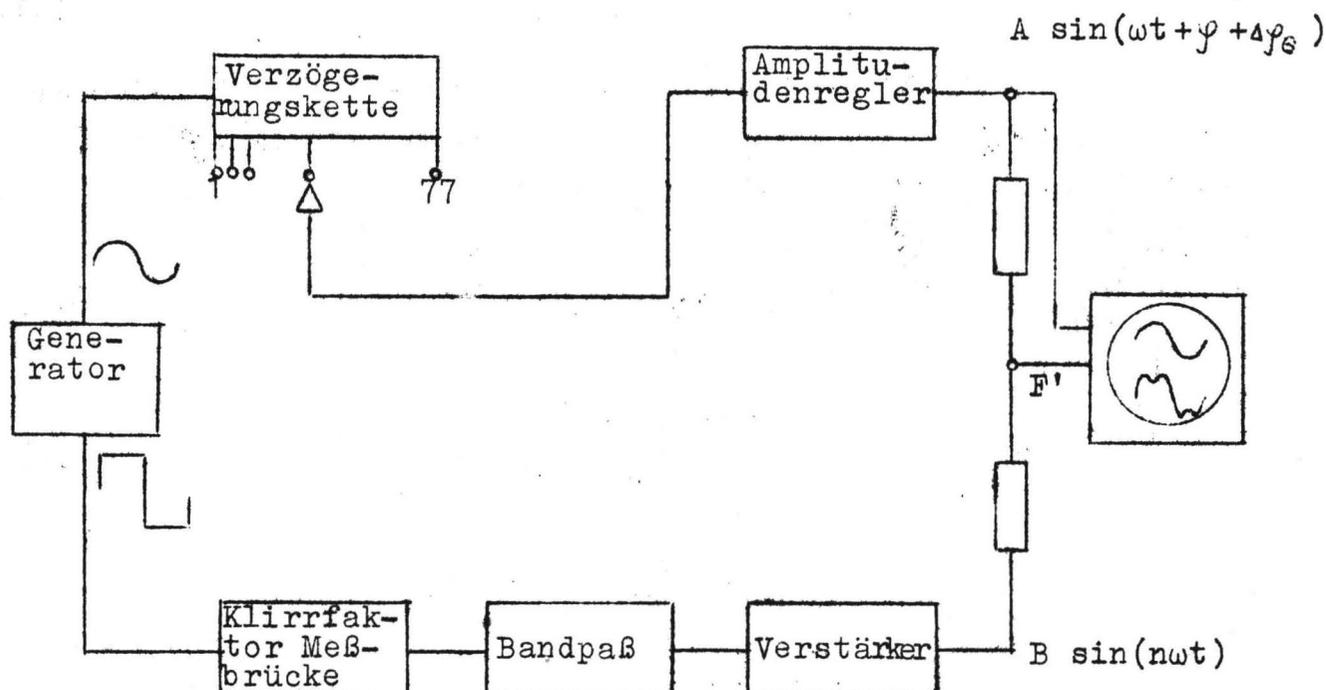


Bild 8: Schaltung zur Darstellung der Funktion F'

Klirrfaktormeßbrücke dient lediglich zur Absperrung der Grundwelle. Die beiden Schwingungen werden über Widerstände linear überlagert und auf einem Oszillographen zur Anzeige gebracht. Der zweite Strahl des Oszillographen wird benutzt, um die Grundwelle noch einmal mitzuschreiben. Mit der beschriebenen Anordnung lassen sich nun die Parameter B/A , n und φ leicht verändern und damit auch für beliebige φ der Integrationsphasenwinkel $\Delta\varphi_E = 5^\circ$ einstellen. Nach Gleichung (18) kann man dann den jeweiligen Fehler in der Doppelamplitude berechnen. Die Auswertung wurde direkt am Oszillographenschirm vorgenommen und die Genauigkeit durch mehrmalige Messung gesteigert.

Die folgenden Bilder zeigen für $n = 2, 3$ und 5 den Zeitverlauf von F' für den Fall, daß die Fehler maximal werden. Auf den Bildern kann man direkt den Einfluß eines Phasenfehlers von $\Delta\varphi_E = 5^\circ$ sehen. Die Schwingungen ohne und mit Phasenfehler wurden übereinander photographiert.

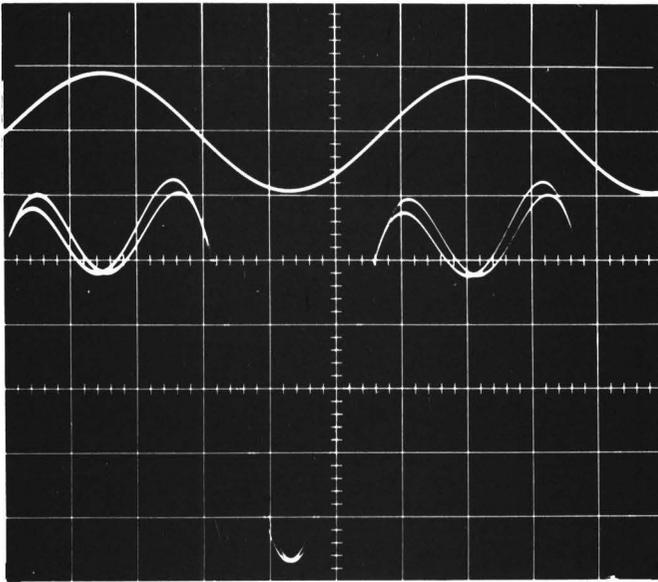


Bild 9 :

$n = 2$
 $\varphi = 45^\circ$ bzw. 50°
 $B/A = 3$

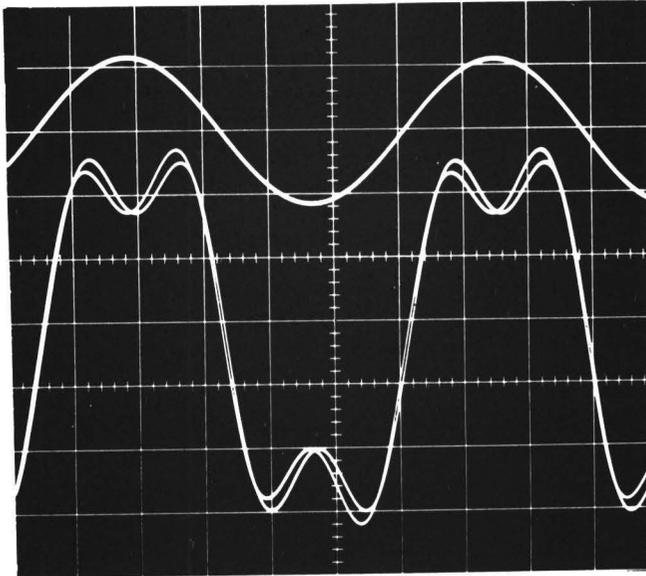


Bild 10 :

$n = 3$
 $\varphi = 0^\circ$ bzw. 5°
 $B/A = 3$

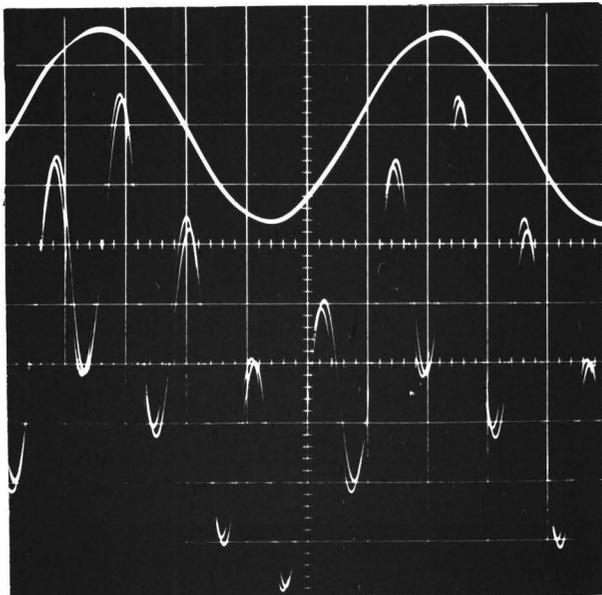


Bild 11:

$n = 5$
 $\varphi = 20^\circ$ bzw. 25°
 $B/A = 25$

Die Bilder 12 - 14 zeigen den Fehler in Abhängigkeit von n , B/A und φ . Aus Bild 12 geht hervor, daß der größte Fehler für die zweite Oberwelle ($n = 3$) auftritt, die höheren Harmonischen dagegen einen immer kleiner werdenden Fehler hervorrufen. Die Größe B/A gibt das Amplitudenverhältnis vor der Integration an. Betrachtet man die Amplituden nach der Integration, so muß entsprechend Gleichung (16) noch durch n^2 dividiert werden. Bild 14 zeigt, daß in Abhängigkeit von φ dann die größten Fehler auftreten, wenn das Maximum, bzw. Minimum der Gesamtschwingung auf der steilen Flanke des Sinus der Grundschwingung entsteht. Das ist auch verständlich, da die Änderung dort bei einer geringen Phasenverschiebung am größten ist.

Aus den Bildern folgt, daß der aus einem Phasenfehler von 5° entstehende Amplitudenfehler im Höchstfall $\pm 5,5\%$ beträgt, was gerade noch als zulässig betrachtet werden dürfte.

Damit ist auch gezeigt, daß der Phasenfehler des seismischen Systems ($< 1^\circ$) vernachlässigbar klein ist.

3.3 Möglichkeiten zur zweifachen Integration

Als erstes muß die Integration mit passiven Netzwerken genannt werden.

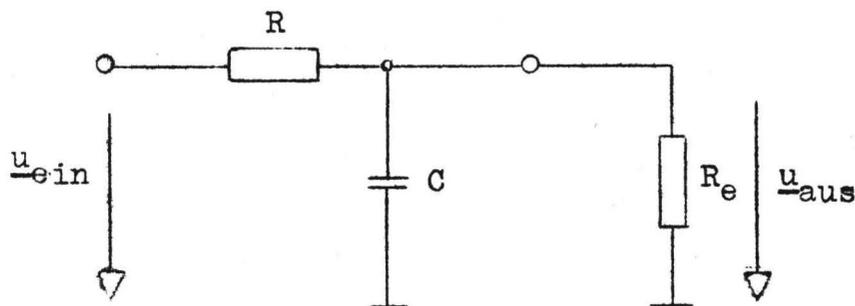


Bild 15: RC-Netzwerk zur einfachen Integration

Dieses Netzwerk läßt sich leicht berechnen. Es wird die komplexe Schreibweise benutzt:

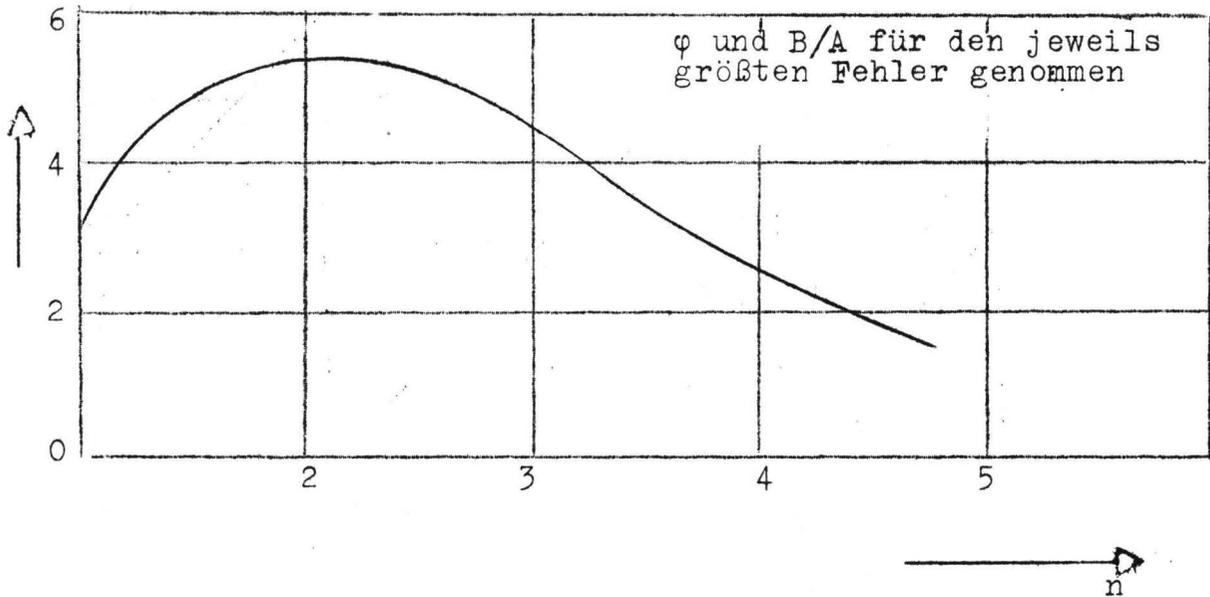


Bild 12: Fehler in der Doppelamplitude der Funktion $A \sin(\omega t + \varphi) + B \sin(n \omega t)$ bei zweifacher Integration mit einem Phasenfehler der Grundwelle von 5° in Abhängigkeit von n

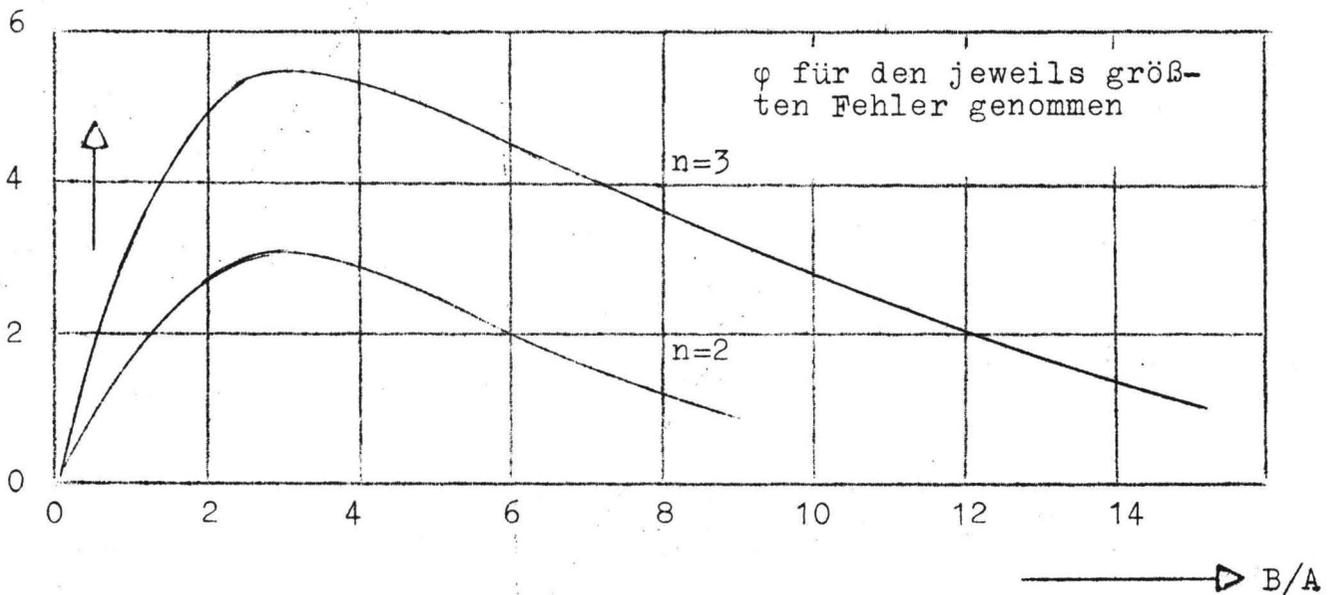


Bild 13: Fehler in der Doppelamplitude der Funktion $A \sin(\omega t + \varphi) + B \sin(n \omega t)$ bei zweifacher Integration mit einem Phasenfehler der Grundwelle von 5° in Abhängigkeit von B/A

n = 2

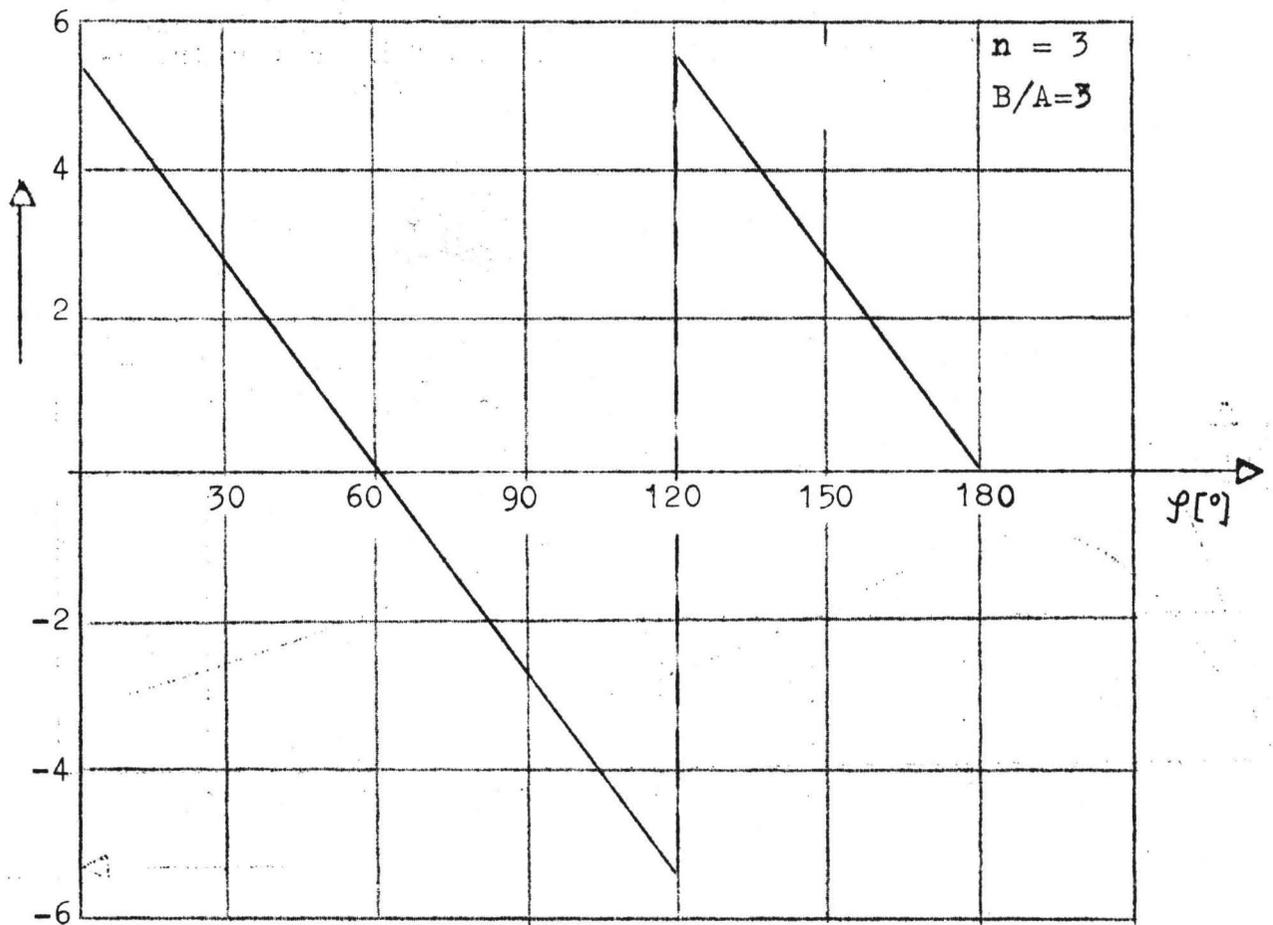
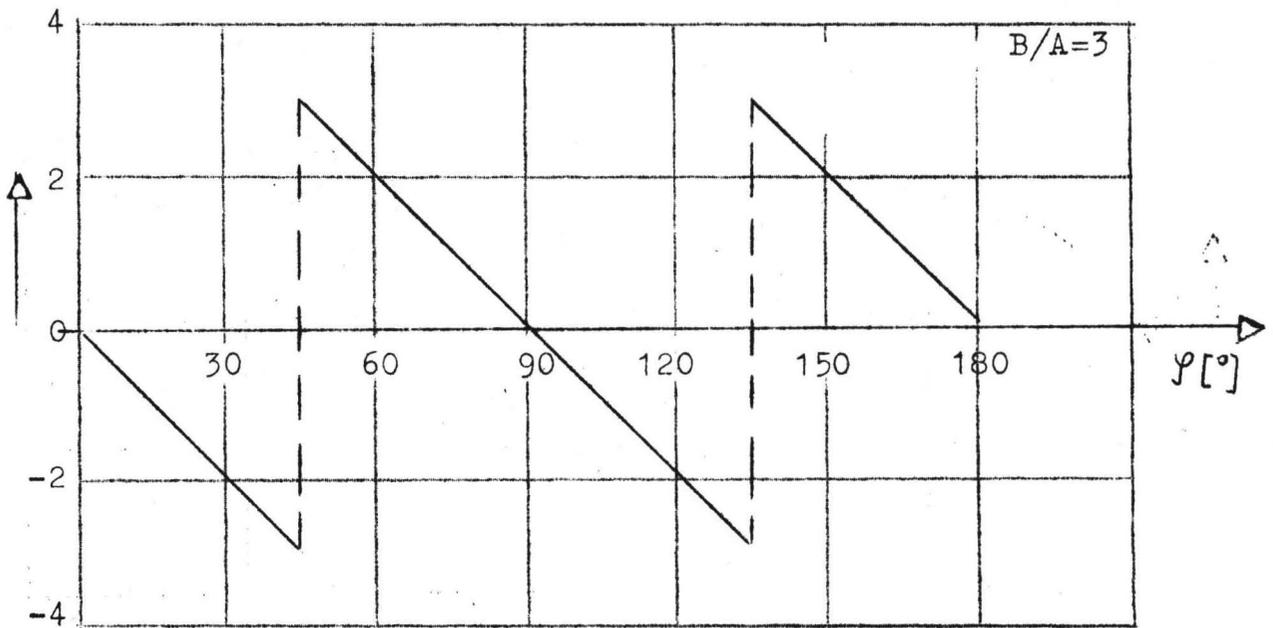


Bild 14: Fehler in der Doppelamplitude der Funktion $A \sin(\omega t + \varphi) + B \sin(n \omega t)$ bei zweifacher Integration mit einem Phasenfehler der Grundwelle von 5° in Abhängigkeit von φ

$$\frac{u_{\text{aus}}}{u_{\text{ein}}} = \frac{1}{1 + \frac{R(R_e + \frac{1}{j\omega C})}{R_e \frac{1}{j\omega C}}} \quad (19)$$

Setzt man $\omega RC = a$ und $\frac{R_e}{R} = n$, so erhält man aus Gleichung (19):

$$\frac{u_{\text{aus}}}{u_{\text{ein}}} = \frac{1}{(1 + \frac{1}{n}) + ja} = \frac{(1 + \frac{1}{n}) - ja}{(1 + \frac{1}{n})^2 + a^2} \quad (20)$$

Der Phasengang dieses Netzwerkes ist:

$$\text{tg } \varphi = - \frac{a}{1 + \frac{1}{n}} \quad (21)$$

Wenn der Phasenfehler $< 2,5^\circ$ sein soll, so ist zu fordern:

$$\text{tg } (\varphi = 87,5^\circ) = 22,9 = \frac{a}{1 + \frac{1}{n}}$$

Daraus erhält man:

$$\frac{\omega RC}{22,9} = 1 + \frac{1}{n}$$

Für $\omega = 2\pi \cdot 0,2$ und $n = 10$ erhält man:

$$RC = 20 \text{ sec}$$

Für $R_e = 10 \text{ M}\Omega$, einem vernünftigen Wert für einen Verstärkereingang, wird $R = 1 \text{ M}\Omega$ und $C = 20 \mu\text{F}$. Für eine doppelte Integration benötigt man zwei solcher Netzwerke, zwischen die ein Gleichspannungsverstärker mit $V_{\text{u}} = 400$ zu schalten ist, um eine Verstärkung von 1 : 1 bei 0,2 Hz zu erreichen. Der Nachteil besteht darin, daß man sehr große Kondensatoren hoher Güte und einen driftarmen Linearverstärker benötigt. Außerdem werden Gleichspannungswerte am Eingang 400fach verstärkt.

Durch die Technik der Analogrechner sind Integrationsschaltungen mit sogenannten Rechenverstärkern bekannt geworden, bei denen der Integrationskondensator in der Rückkopplungsleitung liegt.

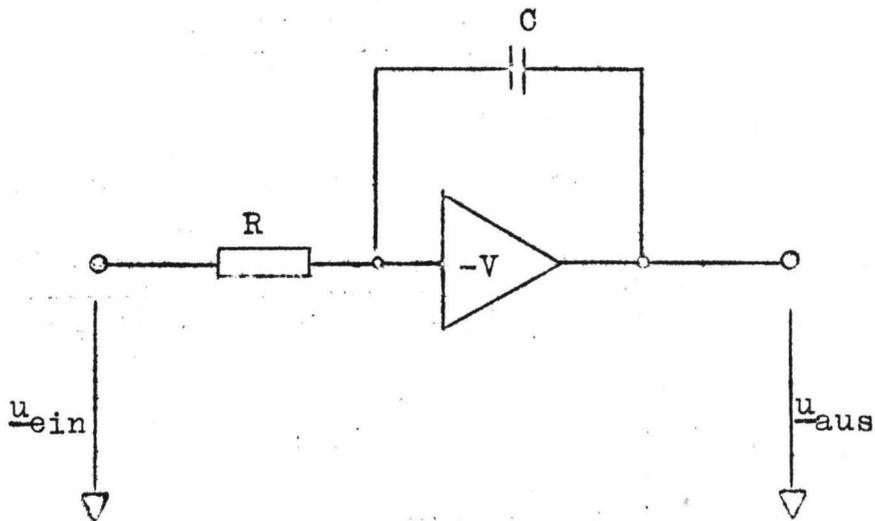


Bild 15: Integration mit einem Rechenverstärker

Für einen Verstärker mit unendlich hohem Eingangswiderstand und sehr großer Verstärkung erhält man:

$$\frac{u_{\text{aus}}}{u_{\text{ein}}} = - \frac{1}{j\omega} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega V}} \quad (22)$$

Der Fehler wird umso kleiner je größer die Verstärkung ist. Bei üblichen chopperstabilisierten Rechenverstärkern liegt die Gleichspannungsverstärkung bei 10^8 . Man kann mit einem solchen Verstärker sehr genaue Integrationen auch bei sehr tiefen Frequenzen bzw. Gleichspannungen durchführen.

Für die doppelte Integration einer Beschleunigungsgröße müßten zwei Verstärker hintereinandergeschaltet werden. Ferner müßte durch einen Parallelwiderstand zum Rechenkondensator, die Gleichspannungsverstärkung herabgesetzt werden. Die Verwendung von zwei Verstärkern hat außer dem großen Aufwand noch den Nachteil, daß der zweite Verstärker durch die verstärkte Gleichspannung am Ausgang des ersten Verstärkers sehr schnell zugesteuert wäre. Deshalb wurde versucht, die zweifache Integration nach demselben Prinzip in einem Verstärker durchzuführen. Das soll im nächsten Abschnitt ausführlich beschrieben werden.

3.4 Zweifache Integration mit einem Verstärker

3.4.1 Prinzipieller Aufbau und Berechnung der Schaltung

Bild 16 zeigt die Schaltung für eine zweimalige Integration

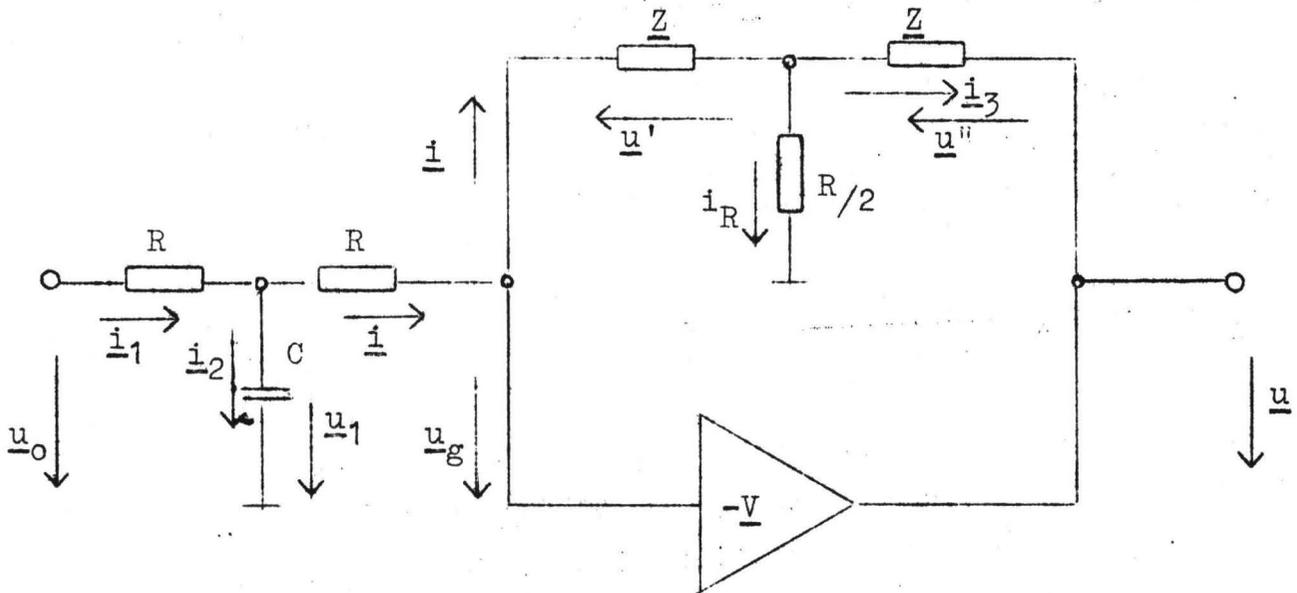


Bild 16: Prinzipschaltung eines Doppel-Integrier-
verstärkers

Die Impedanzen \underline{Z} bestehen aus der Parallelschaltung der Kapazität $C/2$ und des Widerstandes R_0 . Die Widerstände R_0 sind notwendig, um die Gleichspannungsverstärkung vom Eingang zum Ausgang herabzusetzen. Um die Rechnung nicht zu sehr zu komplizieren, wurden bereits feste Verhältnisse der Widerstände und Kondensatoren zueinander angesetzt. Man könnte natürlich allgemein rechnen und würde dann unter anderem die Bedingung für die Dimensionierung erhalten.

Der endliche Eingangswiderstand und der Gitterstrom des Verstärkers, sowie dessen Drift kann vernachlässigt werden.

Unter Anwendung der Kirchhoff'schen Gesetze auf lineare Wechselstromschaltungen läßt sich die Schaltung berechnen. Die Rechnung wird in großen Schritten wiedergegeben:

Man erhält als erstes Zwischenergebnis:

$$\underline{u} = \underline{Z} \left(2 \underline{i} + \frac{2\underline{Z}}{R} \underline{i} \right) = - \left(2 \underline{Z} + \frac{2\underline{Z}^2}{R} \right) \underline{i} \quad (23)$$

Der Strom \underline{i} ist nun noch über das Eingangsnetzwerk auf die Eingangsspannung \underline{u}_0 umzurechnen.

Mit der Abkürzung : $a = \omega RC$ erhält man:

$$\frac{\underline{u}_0}{ja} + \frac{\underline{u}}{j\underline{V}a} + \frac{\underline{u}}{\underline{V}} + \underline{u} \frac{R/2 + 1/j\omega C}{\underline{Z} + \underline{Z}^2/R} = 0 \quad (24)$$

Diese Gleichung wird so umgeformt, daß auf der linken Seite bis auf einen konstanten Faktor das doppelte Integral der Eingangsspannung steht. Die doppelte Integration wird in der komplexen Schreibweise durch eine Multiplikation mit $-\frac{1}{a^2}$ dargestellt. Dann ist:

$$-\frac{4}{a^2} \underline{u}_0 = \frac{4}{\underline{V}a^2} \underline{u} + \frac{4}{a^2} \frac{2 + ja}{2(\underline{Z}/R + \underline{Z}^2/R^2)} \underline{u} + j\frac{4}{\underline{V}a} \underline{u} \quad (25)$$

In Gleichung (25) muß noch der komplexe Widerstand \underline{Z} ersetzt werden. Er besteht aus der Parallelschaltung von R_0 und $C/2$.

Mit der Abkürzung $k = \frac{R_0}{R}$ erhält man nach einiger Zwischenrechnung endgültig den Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung:

$$-\frac{4}{a^2} \underline{u}_0 = \underline{u} \left[1 + \frac{16(1+k) - ka^2(8+12k+8k^2+2k^2a^2)}{a^2(4k(1+k)^2 + k^3a^2)} + \frac{4}{a^2\underline{V}} + j\frac{1}{a} \frac{8(1+2k+2k^2)+2k^2a^2}{4k(1+k)^2 + k^3a^2} + \frac{4}{a\underline{V}} \right] \quad (26)$$

Benutzt man einmal zur Veranschaulichung der Gleichung (26) die Integraldarstellung, so erhält man:

$$\frac{-4}{(RC)^2} \iint u_0 dt dt = u (1 + \text{Fehler}) \quad (27)$$

Zur Berechnung des Integrationsfehlers in Amplitude und Phase wird wieder die Gleichung (26) herangezogen. Bezeichnet man den Realteil der rechten Seite mit P und den Imaginärteil mit Q, so kann man schreiben:

$$-\frac{4}{a^2} \underline{u}_0 = \underline{u} (P + jQ) \quad (28)$$

Die Eingangsfunktion \underline{u}_0 sei als Bezugsgröße ohne Phasenwinkel angesetzt: $\underline{u}_0 = \hat{U}_0 e^{j\omega t}$. Die Ausgangsfunktion ist dann zu schreiben: $\underline{u} = \hat{U} e^{j\omega t} e^{j\varphi}$.

Damit erhält man aus Gleichung (28):

$$\frac{\hat{U}}{\hat{U}_0} e^{j\varphi} = -\frac{4}{a^2} \frac{1}{P + jQ} = -\frac{4}{a^2} \frac{P - jQ}{P^2 + Q^2} \quad (29)$$

Für das Amplitudenverhältnis folgt hieraus:

$$\frac{\hat{U}}{\hat{U}_0} = -\frac{4}{a^2} \frac{1}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (30)$$

Der Amplitudenfehler beträgt dann:

$$\Delta F = \frac{4/a^2 (1 - \frac{1}{\sqrt{P^2 + Q^2}})}{4/a^2} 100\% = 1 - \frac{1}{\sqrt{P^2 + Q^2}} 100\% \quad (31)$$

Für den Phasenwinkel zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung erhält man aus Gleichung (29):

$$\text{tg } \varphi = -\frac{Q}{P}$$

Der Phasenfehler beträgt dann:

$$\Delta \varphi = \text{arc tg} \left(-\frac{Q}{P} \right) - 180^\circ \quad (32)$$

Die Zahlenwerte für P und Q lassen sich nach Gleichung (26) berechnen. Als Verstärker wird ein chopperstabilisierter Gleichspannungsverstärker mit einer Gleichspannungsverstärkung $V > 10^7$ benutzt. Infolge der hohen Verstärkung sind die Glieder mit V im Nenner zu vernachlässigen. Die Gleichspannungsverstärkung des Doppel-Integrators kann aus Gleichung (30) und Gleichung (26) für $a = 0$ ($\omega = 0$) berechnet werden. Es ist:

$$V_{=} = \frac{U_{=}}{U_{0=}} = \frac{4k + 8k^2 + 4k^3}{4 + 4k} = k(1+k) \quad (33)$$

Die Verstärkung bei der tiefsten zu integrierenden Frequenz (0,2 Hz) soll $V_0 = 1$ sein. Die Zeitkonstante RC ist dann so zu bemessen, daß $a = 2$ wird. In Abhängigkeit von der Gleichspannungsverstärkung $V_{=}$ ergibt sich dann folgender Fehlerverlauf:

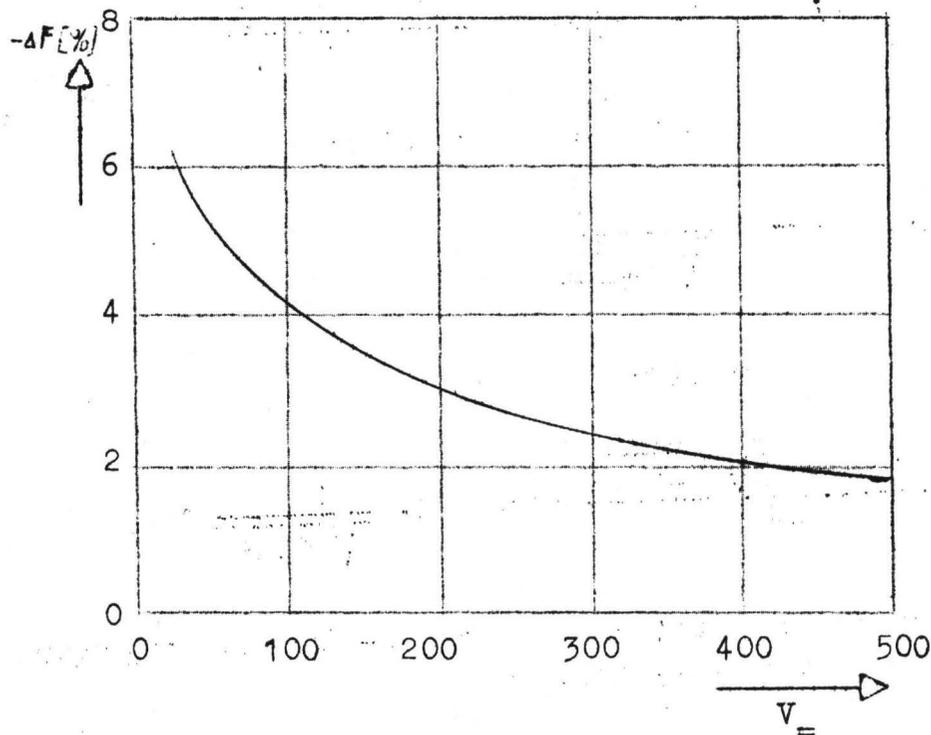


Bild 17: Amplitudenfehler der Doppel-Integration in Abhängigkeit von der Gleichspannungsverstärkung $V_{=}$ bei $f = 0,2$ Hz und $a = 2$ (d.h. $V_0 = 1$)

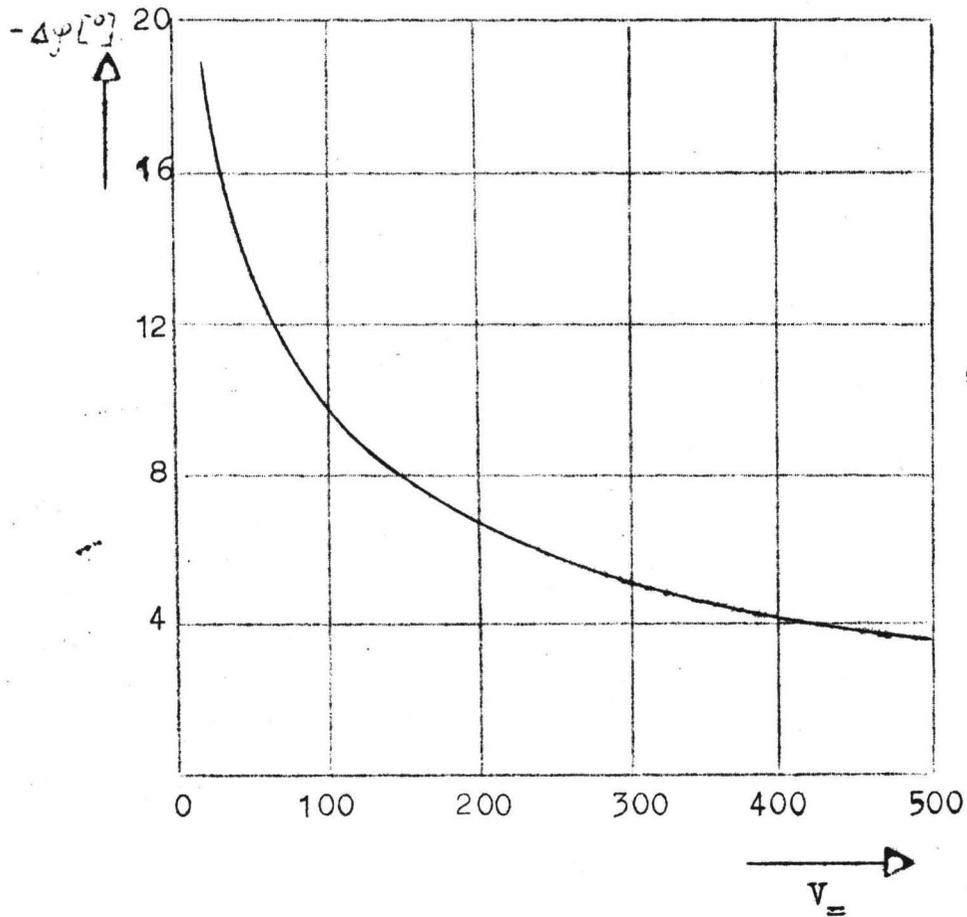


Bild 13: Phasenfehler der Doppel-Integration in Abhängigkeit von der Gleichspannungsverstärkung V_0 bei $f = 0,2$ Hz und $a = 2$

Wählt man eine Gleichspannungsverstärkung von $V_0 = 240$, ein Wert, der für eine ausreichende Nullpunktstabilität gerade noch zulässig ist, so ergeben sich folgende Fehlerkurven in Abhängigkeit von der Frequenz.

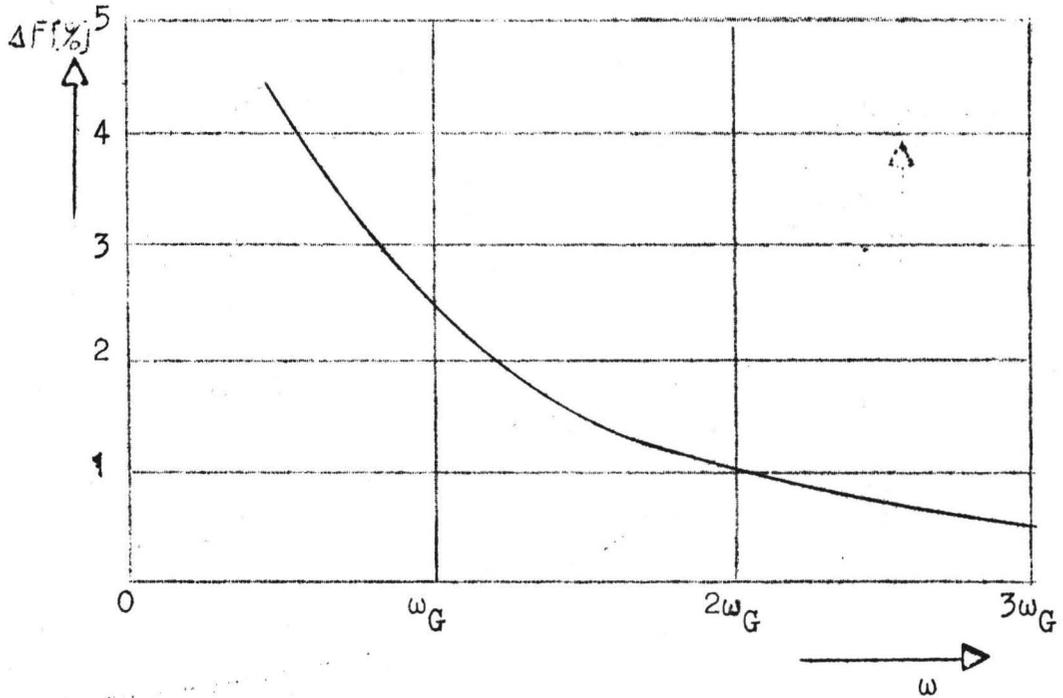


Bild 19: Amplitudenfehler bei der Doppel-Integration in Abhängigkeit von der Frequenz bei $V_{\underline{=}} = 240$ und $V_{\circ} = 1$

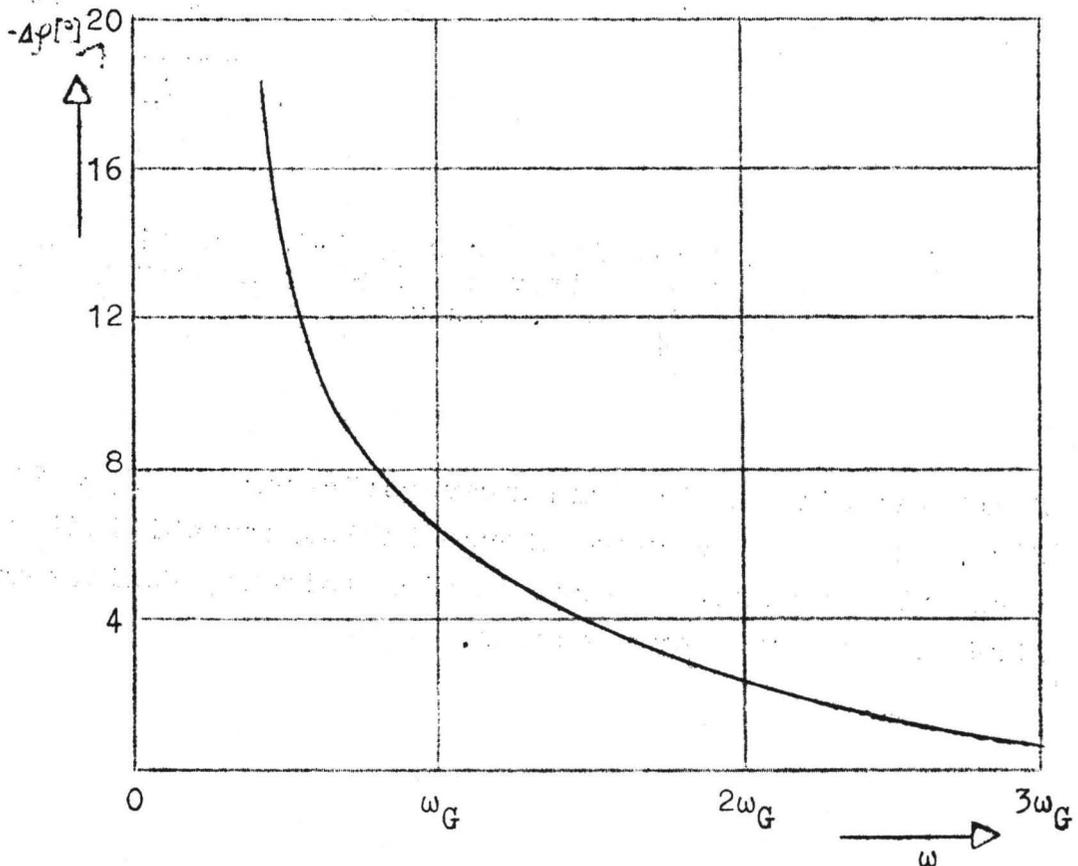


Bild 20: Phasenfehler bei der Doppel-Integration in Abhängigkeit von der Frequenz bei $V_{\underline{=}} = 240$ und $V_{\circ} = 1$

3.42 Praktische Ausführung

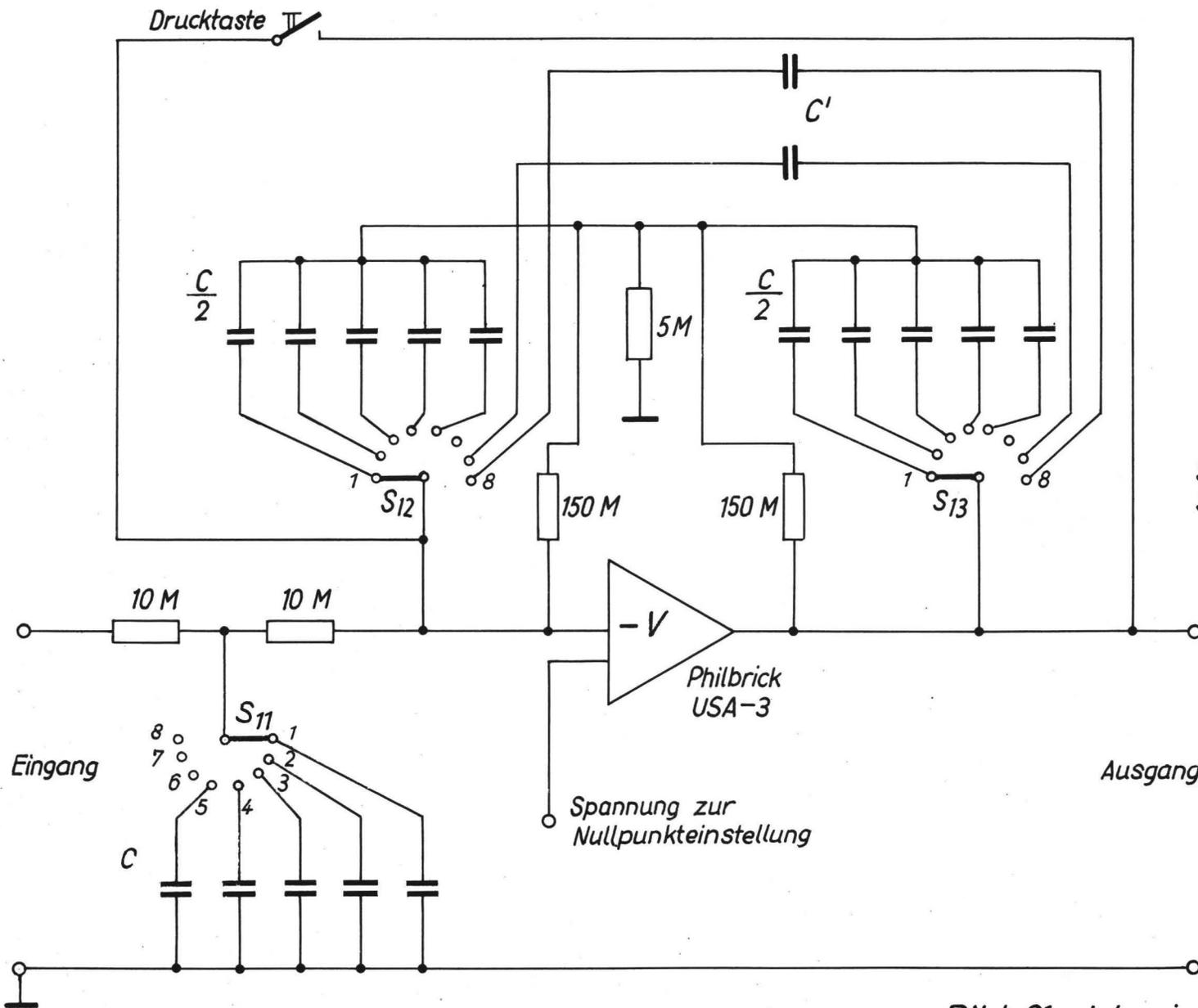
Als Verstärker wird ein Fabrikat der Firma Philbrick, USA verwendet mit folgenden elektrischen Daten:

Gleichspannungsverstärkung ohne Gegenkopplung	$> 10^7$
Eingangswiderstand	1 M Ω
Ausgangswiderstand (ohne Gegenkopplung)	1000 Ω
Gitterstrom der ersten Röhre	10^{-11} A
Frequenz, bei der die Verstärkung im offenen Zustand 1 ist	1 MHz
Drift bezogen auf den Eingang	$< 100 \mu\text{V}/\text{Tag}$
Aussteuerbereich	$\pm 100 \text{ V}_=$
Versorgungsspannungen	$\pm 300 \text{ V}_=$ 6,3 V \sim

Der Verstärker wird wie unter 3.41 prinzipiell beschrieben beschaltet. Die Zeitkonstanten werden umschaltbar gemacht, so daß bei eindeutig höheren Meßfrequenzen als 0,2 Hz die Empfindlichkeit gesteigert werden kann.

Ferner sind zwei Stellungen für eine einmalige Integration vorgesehen. Die Schaltung ist in Bild (21) wiedergegeben.

Zur Einstellung des Nullpunktes am Ausgang wird an dem Eingang zusätzlich eine Kompensationsspannung gelegt. Diese Spannung muß sehr konstant sein, da jede Schwankung verstärkt am Ausgang auftritt. Die Kompensationsspannung wird von der Versorgungsspannung abgenommen und noch einmal über Zener-Dioden stabilisiert. Sie ist über einen Potentiometer mit Feintrieb genau einstellbar. Zur besseren Einstellung der Nulllage kann der Verstärkereingang über eine Drucktaste mit dem Ausgang verbunden werden.



Stellung	fg [Hz]	C bzw C'
1	0,225	0,138 μ F
2	0,485	0,0664 μ F
3	1,14	0,028 μ F
4	2,05	0,0158 μ F
5	4,0	7600 pF
6	—	—
7	0,135	0,012 μ F
8	1,62	1,000 pF

Stellung 1÷5 : zweifache Integration
 Stellung 7 u. 8 : einfache Integration

Bild 21: Integrierverstärker (Schaltbild)

4. Empfindlichkeit und Meßfehler

Für die beiden beschriebenen Aufnehmertypen soll nun die Beschleunigungsempfindlichkeit und in Verbindung mit dem Integrator die Geschwindigkeits- und Wegempfindlichkeit angegeben werden. Der Arbeitsbereich ergibt sich aus der Eigenfrequenz der Geber, die unter 2.31 und 2.32 angegeben ist.

Trägerfrequenzgespeister Geber

Beschleunigungsempfindlichkeit:

$$\begin{aligned} \text{horizontal:} & \quad 438 \frac{\alpha}{200} \text{ mV/mm/sec}^2 \\ \text{vertikal} & \quad : \quad 377 \frac{\alpha}{200} \text{ mV/mm/sec}^2 \end{aligned}$$

Dabei ist α die Abschwächerstellung der Trägerfrequenz-Meßbrücke; α ist zwischen 0,5 und 200 einstellbar.

Geschwindigkeitsempfindlichkeit:

$$\begin{aligned} \text{horizontal:} & \quad 13,7 \text{ fg} \frac{\alpha}{200} \text{ V/mm/sec} \\ \text{vertikal} & \quad : \quad 11,8 \text{ fg} \frac{\alpha}{200} \text{ V/mm/sec} \end{aligned}$$

fg ist die Frequenz, bei der die Spannungsverstärkung des Integrators 5:1 ist. Sie ist für die verschiedenen Schaltstellungen im Schaltbild angegeben.

Wegempfindlichkeit:

$$\begin{aligned} \text{horizontal:} & \quad 17,3 \text{ fg}^2 \frac{\alpha}{200} \text{ V/mm} \\ \text{vertikal} & \quad : \quad 14,9 \text{ fg}^2 \frac{\alpha}{200} \text{ V/mm} \end{aligned}$$

fg ist die Frequenz, bei der die Spannungsverstärkung des Doppel-Integrators 1 : 1 ist. Sie ist ebenfalls im Schaltbild angegeben.

Donner-Beschleunigungsaufnehmer

Beschleunigungsempfindlichkeit : 15,45 mV/mm/sec²
Geschwindigkeitsempfindlichkeit: 484 · fg mV/mm/sec
Wegempfindlichkeit: 611 fg² mV/mm

Für die Wegmessung ist der gesamte Meßfehler im Arbeitsbereich kleiner als ± 10%. Der Arbeitsbereich ist nach unten durch die gewählte Integrationsstellung (im Extremfalle 0,2 Hz) begrenzt und reicht nach oben bis zu einem Drittel der Eigenfrequenz des gewählten Beschleunigungsaufnehmers.

