

**MASTER**

**De ontwikkeling van een fluxgate magnetometer**

Pel, L.

*Award date:*  
1988

[Link to publication](#)

**Disclaimer**

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

**General rights**

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

Technische Universiteit Eindhoven  
Faculteit der Technische Natuurkunde  
Vakgroep Vaste Stof

H218(BSN)  
4  
10X

**De ontwikkeling van een  
fluxgate magnetometer**

L. Pel

8882381

Verslag van een afstudeeronderzoek in de groep  
Coöperatieve Verschijnselen van de Vakgroep Vaste Stof.

begeleiding: Dr.ir. K. Kopinga  
Prof.dr.ir. W.J.M. de Jonge  
(afstudeerhoogleraar)

augustus 1988

MET DANK AAN IEDEREEN  
DIE MIJ HEEFT GEHOLPEN  
LEO



## Samenvatting

In dit verslag wordt de ontwikkeling beschreven van een fluxgate magnetometer. Het doel hiervan was het verkrijgen van een universele magnetometer met een gevoeligheid groter dan die van de in de groep aanwezige Foner magnetometer, i.e.,  $1 \times 10^{-7} \text{ Am}^2$ .

De kern van een fluxgate magnetometer wordt gevormd door een fluxgate galvanometer. Voor de stroommeting wordt bij deze galvanometer gebruik gemaakt van de hystereselus van ferromagnetische stoffen. De eigenschappen en werking van de gebouwde fluxgate galvanometer kunnen goed beschreven worden met een eenvoudige theorie.

Om de fluxgate galvanometer binnen het lineaire deel van zijn werkgebied te houden is een terugkoppeling aangebracht. Door deze terugkoppeling wordt tegelijk ook de overdrachtsfunctie verbeterd.

De ruis van deze galvanometer wordt zowel met als zonder terugkoppeling gedomineerd door de Barkhausen ruis van het ferromagnetisch materiaal, dat gebruikt is voor de kern van de fluxgate.

Met de fluxgate galvanometer wordt de inductiestroom gemeten in een supergeleidende kring (de zgn. fluxtransformator) die opgewekt wordt door de flux van het gemagnetiseerde preparaat. Metingen van de uitgangsspanning van de fluxgate als functie van de aan de kring aangeboden flux kunnen redelijk verklaard worden met een vrij grof theoretisch model, zolang de fluxtransformator de fluxgate niet te veel belast. De signaal-ruis verhouding van de gebouwde magnetometer wordt niet gedomineerd door de externe ruis en wordt mede bepaald door de belasting van de fluxgate door de fluxtransformator.

Om een optimale gevoeligheid van de magnetometer te bereiken wordt de positie van het preparaat sinusvormig gemoduleerd met behulp van een transducer en wordt het uitgangssignaal van de galvanometer fasegevoelig gedetecteerd. Vanwege de lage modulatiefrequentie is hierbij een digitale lock-in versterker gebruikt.

Met de geconstueerde fluxgate magnetometer is een gevoeligheid bereikt van  $5 \times 10^{-9} \text{ Am}^2$  bij een meettijd van 10 seconden.

## **Inhoudsopgave**

Hoofdstuk 1 : Inleiding	1
Hoofdstuk 2 : De fluxgate galvanometer	4
2.1: Theorie	4
2.2: Metingen	11
2.3: Signaal-ruis verhouding	18
2.4: Offset	21
Hoofdstuk 3 : De terugkoppeling	23
3.1: Theorie	23
3.2: Metingen	26
Hoofdstuk 4 : De fluxtransformator	30
4.1: Theorie	30
4.2: Metingen	33
4.3: Signaal-ruis verhouding	38
Hoofdstuk 5 : De meetspoel	40
5.1: Theorie	40
5.2: Resultaten	42
Hoofdstuk 6 : De transducer	50
Hoofdstuk 7 : De digitale lock-in	58
7.1: Hardware	58
7.2: Software	60
Hoofdstuk 8 : De fluxgate magnetometer	63
8.1: Opstelling	63
8.2: IJkmetingen	65
8.3: Signaal-ruis verhouding	68
Hoofdstuk 9 : Conclusies en aanbevelingen	69
Hoofdstuk 10 : Literatuurlijst	71

**Appendix A : Fluxgate veldmeter**

**Appendix B : Software**

**Appendix C : Tabellen**

**Appendix D : Electronische schakelingen**

## Hoofdstuk 1: Inleiding

In de groep magnetische ordeningsverschijnselen wordt onderzoek gedaan naar het gedrag van verschillende thermodynamische eigenschappen van vaste stoffen. Eén van deze eigenschappen is de magnetisatie van een stof. Deze magnetisatie kan op verschillende manieren worden gemeten. Deze meetmethoden kunnen in drie hoofdgroepen worden ingedeeld: kracht-, inductie- en fluxmethoden.

De krachtmethode is gebaseerd op het feit dat een magnetisch moment  $\vec{m}$  een kracht ondervindt in een inhomogeen veld. Hiervoor geldt:

$$\vec{F} = \nabla(\vec{m} \cdot \vec{B}) \quad (1)$$

Hierin is  $\vec{F}$  de kracht op en  $\vec{B}$  de magnetische inductie ter plaatse van het preparaat. Een nadeel van deze methode vormt de veldgradiënt die over het preparaat staat. Hierdoor kan bijvoorbeeld een homogene magnetisatie verstoord worden.

Bij de inductiemethode wordt de inductiespanning gemeten die ontstaat bij verplaatsing van het preparaat in een spoel. Hiervoor geldt:

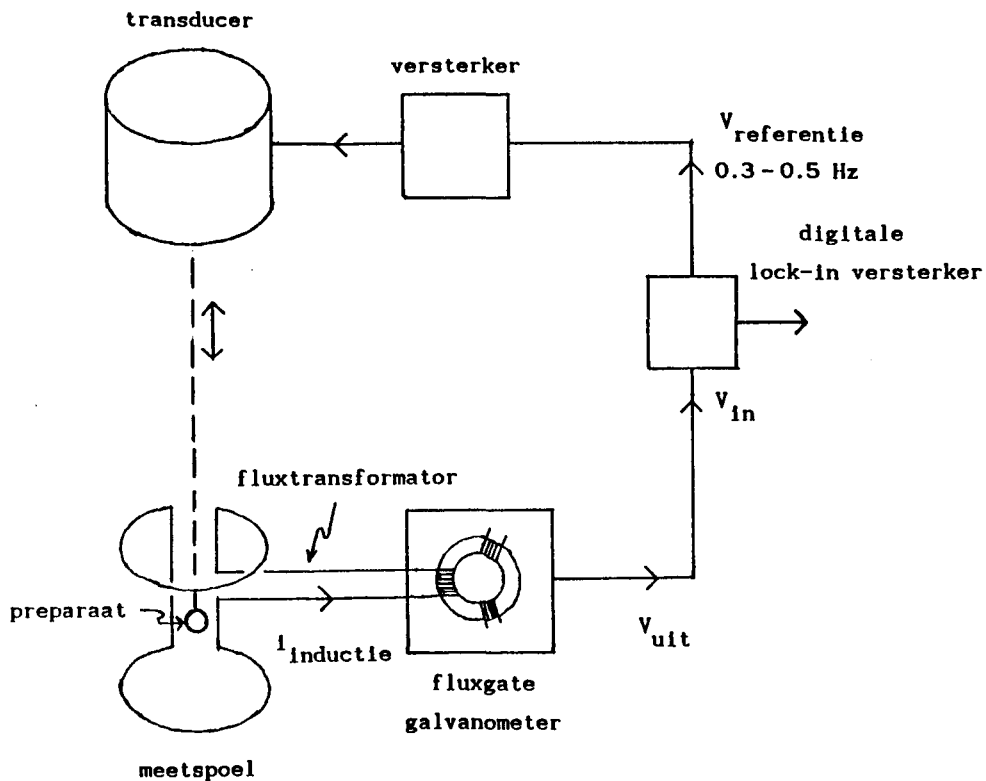
$$V_{\text{inductie}} = -\frac{d\varphi}{dt} \quad (2)$$

Hierin is  $\varphi$  de flux afkomstig van het preparaat welke door de kring wordt opgevangen. Een bekende magnetometer behorende tot deze groep is de Foner magnetometer [1]. Hierbij wordt het preparaat periodiek tussen twee spoelen op en neer bewogen. De modulatiefrequentie ligt meestal in de orde van 80 à 100 Hz.

Bij de fluxmethode wordt rechtstreeks de flux van het preparaat gemeten. Een bekende vertegenwoordiger van deze groep is de SQUID (Superconducting QUantum Interference Device). Hiermee kunnen in theorie zelfs fluxquanten ( $2 \times 10^{-15} \text{ Am}^2$ ) gemeten worden.

In de groep is een Foner magnetometer aanwezig. Deze heeft volgens de fabrikant een gevoeligheid van  $10^{-7} \text{ Am}^2$ . De gevoeligheid wordt echter bij gebruik in combinatie met een superspoel en bijbehorende cryostaat vaak een factor 10 slechter door de microfonie die ontstaat door de noodzakelijke hoge modulatiefrequenties. In de loop van de tijd is er behoefte ontstaan aan een magnetometer met een grotere

gevoeligheid. In theorie kan met behulp van een SQUID de grootste gevoeligheid gehaald worden, maar in de praktijk blijkt deze grote gevoeligheid vaak een nadeel. Er moet erg veel aandacht worden besteed aan de afscherming van stoorvelden en de stabiliteit van de gebruikte magneetvelden. Een goed alternatief lijkt te worden geboden door een fluxgate magnetometer. In de literatuur [2] wordt melding gemaakt van een gevoeligheid van  $3 \times 10^{-9} \text{ Am}^2$ . De fluxgate magnetometer vult zo het gat op tussen de Foner en de SQUID. Bij een fluxgate magnetometer wordt indirect de flux gemeten. Hierbij wordt gebruik gemaakt van een fluxgate galvanometer. Met deze galvanometer wordt de inductiestroom gemeten die ontstaat in een supergeleidende kring ten gevolge van de flux van het preparaat. Het doel, van het in dit verslag beschreven afstudeerproject, was om een proefopstelling van een fluxgate magnetometer te bouwen en de gevoeligheid hiervan te bepalen. Een schematisch overzicht van de gebouwde fluxgate magnetometer is weergegeven in figuur 1.



Figuur 1 : Schematisch overzicht van een fluxgate magnetometer.



De kern hiervan wordt gevormd door de fluxgate galvanometer. In hoofdstuk 2 zullen de verschillende aspecten zoals theorie, signaal-ruis verhouding en de nulpuntsafwijking (offset) hiervan besproken worden. Om de fluxgate galvanometer binnen zijn lineaire werkgebied te houden en het dynamisch gedrag te verbeteren is een terugkoppeling gebouwd. Deze zal in hoofdstuk 3 behandeld worden. Om de flux van het preparaat te kunnen meten moet gebruik worden gemaakt van een fluxtransformator. In hoofdstuk 4 zal het gebruik van een fluxtransformator in combinatie met een fluxgate galvanometer besproken worden. In principe kan de magnetisatie gemeten worden door het meten van de fluxtoename bij het aanbrengen van een preparaat. Bij kleine magnetisaties zal dan de ruis echter overheersen. Door de positie van het preparaat te moduleren in combinatie met fasegevoelige detectie van het uitgangssignaal van de fluxgate galvanometer, kan de gevoeligheid nog verbeterd worden. Er is gekozen voor een proefopstelling met een modulatiefrequentie tussen 0.3 en 5 Hz en een maximale modulatieamplitude van 4 mm. De theorie en de eigenschappen van de verschillende meetspoelen voor de flux zullen in hoofdstuk 5 behandeld worden. De gebouwde transducer voor het moduleren van de positie van het preparaat wordt besproken in hoofdstuk 5. Voor de fasegevoelige detectie van het uitgangssignaal van de fluxgate galvanometer is gebruik gemaakt van een digitale lock-in versterker zoals behandeld zal worden in hoofdstuk 6. De totale magnetometer en de ijkmetingen zullen besproken worden in hoofdstuk 8. Tot slot worden in hoofdstuk 9 enkele conclusies gegeven en aanbevelingen gedaan.

## Hoofdstuk 2: De fluxgate galvanometer

In de fluxgate galvanometer wordt bij de stroommeting gebruik gemaakt van de hystereselus van ferromagnetische stoffen. De theorie van deze stroommeting zal in § 2.1 worden behandeld. In § 2.2 zullen de metingen aan de gebouwde galvanometer worden besproken. Bij het gebruik van de fluxgate is een optimale signaal-ruis verhouding van belang. De metingen hiervan zullen in § 2.3 besproken worden. In § 2.4 zal de nulpuntsafwijking (offset) van de galvanometer behandeld worden.

### 2.1: Theorie

De kern van de fluxgate wordt gevormd door een toroïde van ferromagnetisch materiaal. Om deze toroïde zijn drie wikkelingen aangebracht. Aan de eerste wordt een periodiek signaal toegevoerd, zodat er in de toroïde een periodiek magnetisch veld, het zogenaamde tankveld, wordt opgewekt. Met dit tankveld wordt het ferromagnetisch materiaal van de toroïde periodiek in de verzadiging gestuurd. Met de te meten stroom wordt via de tweede wikkeling een (quasi-)statisch magneetveld in de toroïde opgewekt. Over de derde wikkeling blijkt nu een periodieke inductiespanning te ontstaan welke afhankelijk is van het door de te meten stroom opgewekte magneetveld. Bij een exacte analyse van het uitgangssignaal als functie van deze stroom verzandt men al vlug in gecompliceerde wiskundige uitdrukkingen. De werking van de fluxgate zal daarom aan de hand van enkele geïdealiseerde situaties beschreven worden.

Allereerst wordt de vorm van de hystereselus vereenvoudigd. Bij deze vereenvoudiging wordt het verband tussen het magneetveld en de magnetische inductie gegeven door (zie ook figuur 2):

$$\begin{aligned} B &= -\mu_0 \mu_r H_v & H < -H_v & \quad (3) \\ &= \mu_0 \mu_r H & -H_v < H < H_v & \\ &= \mu_0 \mu_r H_v & H > H_v & \end{aligned}$$

Hierin is  $\mu_r$  de magnetische permeabiliteit van het ferromagnetisch materiaal en  $H_v$  het magneetveld waarbij verzadiging optreedt.

Aan de tankwikkeling wordt in deze benadering een een zodanig periodieksignaal toegevoerd dat er een driehoekvormig tankveld ontstaat met amplitude  $\hat{H}$  en frequentie  $f$ . Tot slot wordt aan de ingangswikkeling een constante stroom toegevoerd. Voor het hierdoor opgewekte magneetveld in de toroide geldt:

$$H_i = \frac{N_i i}{l} \quad (4)$$

Hierin is  $N_i$  het aantal windingen om de toroide,  $i$  de stroom die wordt aangeboden en  $l$  de omtrek van de toroide.

Voor het totale opgewekte magneetveld in de toroide geldt:

$$H_{tot} = H(t) + H_i \quad (5)$$

Hierin is  $H(t)$  het tankveld als functie van de tijd.

$H_{tot}$  kan voor één periode worden uitgeschreven als (zie ook figuur 2):

$$\begin{aligned} H_{tot} &= -4\hat{H}f\left(t + \frac{1}{2f}\right) + H_i & -\frac{1}{2f} < t < -\frac{1}{4f} & \quad (6) \\ &= 4\hat{H}ft + H_i & -\frac{1}{4f} < t < \frac{1}{4f} \\ &= -4\hat{H}f\left(t - \frac{1}{2f}\right) + H_i & \frac{1}{4f} < t < \frac{1}{2f} \end{aligned}$$

Door de gegeven vorm van de hystereselus ontstaat er een magnetische fluxdichtheid welke, mits  $H_i < H_v$ , gegeven wordt door:

$$\begin{aligned} B &= -4\mu_o\mu_r\hat{H}f\left(t + \frac{1}{2f}\right) + \mu_o\mu_rH_i & -\frac{1}{2f} < t < \frac{H_v + H_i}{4\hat{H}f} - \frac{1}{2f} & \quad (7) \\ &= -\mu_o\mu_rH_v & \frac{H_v + H_i}{4\hat{H}f} - \frac{1}{2f} < t < \frac{-H_v - H_i}{4\hat{H}f} \\ &= 4\mu_o\mu_r\hat{H}ft + \mu_o\mu_rH_i & \frac{-H_v - H_i}{4\hat{H}f} < t < \frac{H_v - H_i}{4\hat{H}f} \\ &= \mu_o\mu_rH_v & \frac{H_v - H_i}{4\hat{H}f} < t < \frac{-H_v + H_i}{4\hat{H}f} + \frac{1}{2f} \end{aligned}$$

$$B = -4\mu_o\mu_r\hat{H}f \left(t - \frac{1}{2f}\right) + \mu_o\mu_r H_i \quad \frac{-H_v + H_i}{4\hat{H}ft} + \frac{1}{2f} < t < \frac{1}{2f}$$

Als de flux binnen de toroide blijft geldt voor de inductiespanning die wordt opgewekt over de uitgangswikkeling:

$$V_{ind} = -N_u O \frac{dB}{dt} \quad (8)$$

Hierin is  $N_u$  het aantal windingen en  $O$  de oppervlakte van de toroide. Met behulp van (7) krijgt men voor de inductiespanning in één periode:

$$V_{ind} = N_u O 4\mu_o\mu_r\hat{H}f \quad -\frac{1}{2f} < t < \frac{H_v + H_i}{4\hat{H}f} - \frac{1}{2f} \quad (9)$$

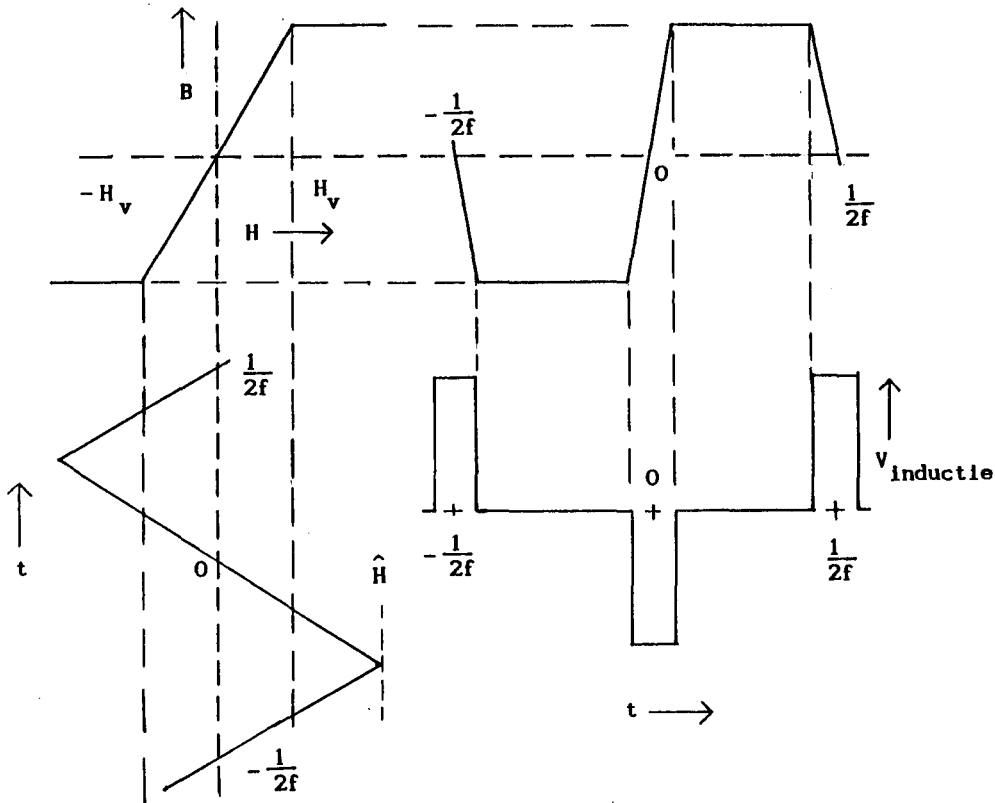
$$= 0 \quad \frac{H_v + H_i}{4\hat{H}f} - \frac{1}{2f} < t < \frac{-H_v - H_i}{4\hat{H}f}$$

$$= -N_u O 4\mu_o\mu_r\hat{H}f \quad \frac{-H_v - H_i}{4\hat{H}f} < t < \frac{H_v - H_i}{4\hat{H}f}$$

$$= 0 \quad \frac{H_v - H_i}{4\hat{H}ft} < t < \frac{-H_v + H_i}{4\hat{H}ft} + \frac{1}{2f}$$

$$= N_u O 4\mu_o\mu_r\hat{H}f \quad \frac{-H_v + H_i}{4\hat{H}ft} + \frac{1}{2f} < t < \frac{1}{2f}$$

Het uitgangssignaal bestaat dus uit een blok golf. Bij afwezigheid van het door de stroom opgewekte magneetveld  $H_i$  is deze symmetrisch. Bij aanwezigheid van dit magneetveld verschuiven de positieve en negatieve helften van de blok golf met een tegengestelde fase, die evenredig is met  $H_i$  en dus met  $i$ . Het nu verkregen verband tussen het opgewekte magneetveld, het tankveld en de inductiespanning is schematisch weergegeven in figuur 2.



Figuur 2 : Het verband tussen het totale opgewekte magneteveld en de inductiespanning bij een fluxgate.

De periodieke inductiespanning kan het beste met behulp van een Fourier reeks beschreven worden. Er geldt dan:

$$V_{\text{ind}} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n 2\pi ft) + b_n \sin(n 2\pi ft) . \quad (10)$$

Hierbij worden de coëfficiënten gegeven door:

$$\pi a_0 = \int_{-\pi}^{+\pi} V_{\text{ind}} d(2\pi ft)$$

$$\pi a_n = \int_{-\pi}^{+\pi} V_{\text{ind}} \cos(n 2\pi ft) d(2\pi ft)$$

$$\pi b_n = \int_{-\pi}^{+\pi} V_{\text{ind}} \sin(n 2\pi ft) d(2\pi ft)$$

Met de inductiespanning gegeven door (9) vindt men voor de coëfficiënten:

$$\pi a_0 = 0 \quad (11)$$

$$\pi a_n = -\frac{16}{n} N_u O \mu_o \mu_r \hat{f} \hat{H} \cos\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_i}{\hat{H}}\right] \sin\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_v}{\hat{H}}\right] \quad n=1,3,5,\dots$$

$$= 0 \quad n=2,4,6,\dots$$

$$\pi b_n = 0 \quad n=1,3,5,\dots$$

$$= \frac{16}{n} N_u O \mu_o \mu_r \hat{f} \hat{H} \sin\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_i}{\hat{H}}\right] \sin\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_v}{\hat{H}}\right] \quad n=2,4,8,\dots$$

De termen met  $a_n$  (n oneven) geven voor kleine waarden van  $H_i$  verreweg de grootste bijdrage tot het uitgangssignaal van de galvanometer, terwijl ze nauwelijks informatie over de te meten stroom bevatten.

De invloed van deze termen kan sterk worden gereduceerd door het gebruik van nu een tweede identieke fluxgate, waaraan de te meten stroom ook wordt toegevoerd. Deze fluxgate wordt gemoduleerd met eenzelfde tankveld maar  $180^\circ$  uit fase. De totale inductiespanning die dan ontstaat wordt gegeven door:

$$V_{ind} = \sum_{n=2,4,6}^{\infty} \frac{32}{n \pi} N_u O \mu_o \mu_r \hat{f} \hat{H} \sin\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_i}{\hat{H}}\right] \sin\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_v}{\hat{H}}\right] \sin(n 2\pi ft) \quad (12)$$

Deze inductiespanning bestaat alleen nog maar uit even harmonischen van de grondfrequentie. Hiervan is de tweede harmonische de grootste. Men vindt voor de amplitude van de tweede harmonische :

$$V_{2f} = \frac{16}{\pi} N_u^0 \mu_o \mu_r \hat{f} \hat{H} \sin\left[\frac{\pi H_i}{\hat{H}}\right] \sin\left[\frac{\pi H_v}{\hat{H}}\right]. \quad (13)$$

Als nu geldt dat  $H_i \ll \hat{H}$  kan (11) benaderd worden door:

$$V_{2f} = 16 N_u^0 \mu_o \mu_r \hat{f} H_i \sin\left[\frac{\pi H_v}{\hat{H}}\right]. \quad (14)$$

De amplitude van de tweede harmonische is dus evenredig met het door de te meten stroom opgewekte magneteveld  $H_i$ .

Bij gebruik van een sinusvormig tankveld vindt men na een analoge berekening voor de amplitude van de tweede harmonische van een tweevoudige fluxgate:

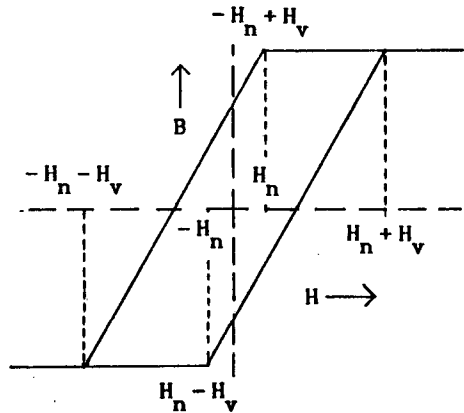
$$V_{2f} = \frac{8}{3} N_u^0 \mu_o \mu_r \hat{f} \hat{H} \left\{ 1 - \left[ \frac{H_v + H_i}{\hat{H}} \right]^2 \right\}^{3/2} - \left\{ 1 - \left[ \frac{H_v - H_i}{\hat{H}} \right]^2 \right\}^{3/2} \quad (15)$$

Als nu geldt dat  $H_i \ll \hat{H}$  en  $H_v/\hat{H} < 1$  dan kan (15) benaderd worden door:

$$V_{2f} = 16 N_u^0 \mu_o \mu_r \hat{f} H_i \frac{2 H_v}{\hat{H}} \sqrt{1 - \left[ \frac{H_v}{\hat{H}} \right]^2} \quad (16)$$

Deze vergelijking levert dezelfde maximale waarde voor  $V_{2f}$  op als (14) alleen treedt dit nu op bij een tankveldamplitude wat een factor  $\sqrt{2}$  groter is.

De theorie kan wat worden verfijnd door de hystereselus te vervangen door het in figuur 3 afgebeelde meer realistische model.



Figuur 3 : Een meer realistisch model van de hystereselus van het fluxgate-kernmateriaal.

Bij modulatie van de fluxgate met een driehoekvormig tankveld krijgt men na een berekening analoog aan (12) voor de totale opgewekte inductiespanning:

$$V_{ind} = \sum_{n=2,4,6}^{\infty} \frac{32}{n \pi} N_u O \mu_o \mu_r \hat{f} \hat{H} \sin\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_i}{\hat{H}}\right] \sin\left[\frac{n}{2} \frac{\pi H_v}{\hat{H}}\right] \sin\left\{2\pi f \left[t - \frac{H_n}{4 \hat{H} f}\right]\right\} \quad (17)$$

Hierin is  $H_n$  het magneetveld waarbij de magnetische inductie nul wordt. De amplitude van de inductiespanning is gelijk aan die in vergelijking (12) maar er treedt nu een faseverschil op dat afhankelijk is van de amplitude van tankveld.

De theorie voor de uitgangsspanning als functie van het opgewekte veld  $H_i$  is afgeleid voor een constant ingangssignaal. Bij sinusvormig variërende ingangssignalen blijft de theorie gelden zolang:

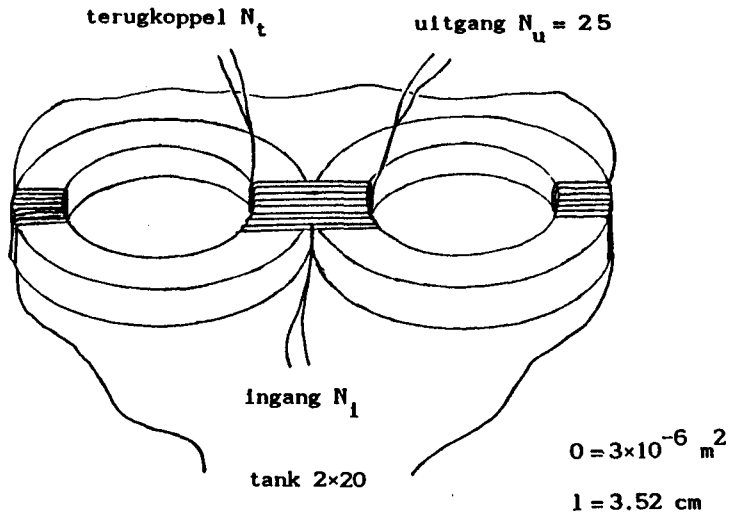
$$f_{in} \ll f . \quad (18)$$

Hierin is  $f_{in}$  de frequentie van het ingangssignaal.



## 2.2: De metingen

Er is een fluxgate gebouwd rond twee ringkernen van het type ZKK 10/5 met kernmateriaal Ultraperm Z van Vacuumschmelze GmbH. De opbouw van deze tweevoudige fluxgate met de gegevens van de kern is weergegeven in figuur 4.



Figuur 4 : De opbouw van de tweevoudige fluxgate.

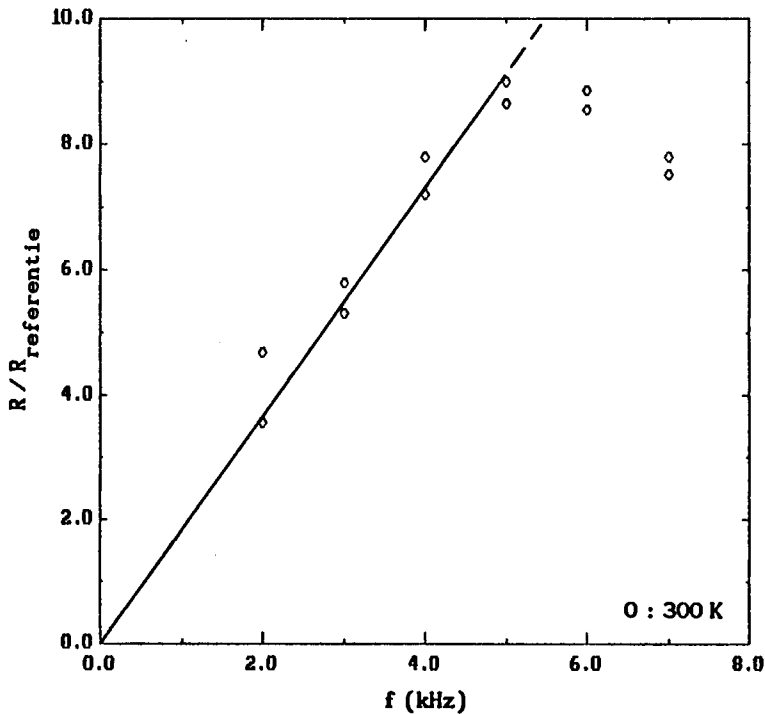
De twee ringkernen hebben een gemeenschappelijke ingangs- en uitgangswikkeling. Met behulp van twee gelijke wikkelingen rond iedere ringkern wordt een tegengesteld tankveld opgewekt.

Bij de metingen is gebruik gemaakt van een min of meer sinusvormig tankveld. De theoretische transimpedantie van de tweevoudige fluxgate voor kleine waarden van  $H_i$  wordt dan gegeven door de combinatie van (4) en (16):

$$R = \frac{V}{i} = 16 N_u^2 \mu_o \mu_r f \frac{N_i}{l} \frac{2 H_v}{\hat{H}} \sqrt{1 - \left[ \frac{H_v}{\hat{H}} \right]^2} \quad (19)$$

Aan de hand van deze vergelijking zullen de verschillende metingen besproken worden.

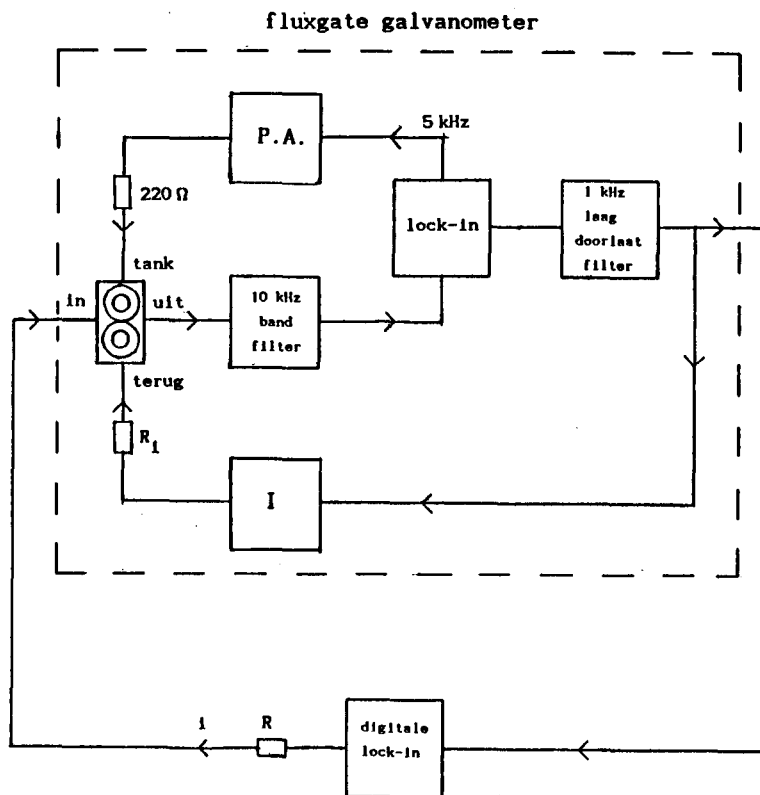
De resultaten van eerder verrichte metingen [3] van de transimpedantie als functie van de frequentie van het tankveld zijn weergegeven in figuur 5.



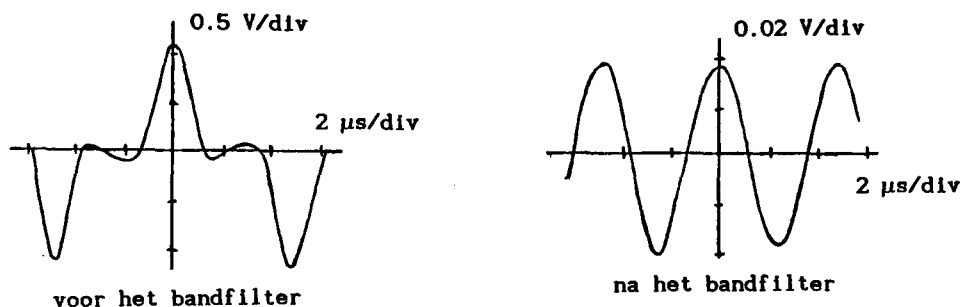
*Figuur 5 : De genormeerde transimpedantie van de tweevoudige fluxgate als functie van de frequentie  $f$  van het tankveld [3].*

De transimpedantie neemt lineair toe met de frequentie zoals vergelijking (19) ook aangeeft. Boven 5 kHz daalt de transimpedantie als gevolg van de frequentieafhankelijkheid van de magnetische permeabiliteit [3]. Op grond van deze metingen is gekozen om te werken bij een vaste tankfrequentie van 5 kHz (zie voor deze keuze ook § 2.3).

Er is vervolgens een meetopstelling gebouwd zoals schematisch is weergegeven in figuur 6. De lock-in versterker, Model 128 A, Princeton Applied Research, in de galvanometer levert een sinusvormige referentiespanning met een frequentie van 5 kHz. Deze wordt versterkt met behulp van een vermogensversterker. Dit versterkte signaal wordt dan via een weerstand van 220 Ohm toegevoerd aan de in serie geschakelde tankwikkelingen. Door deze weerstand wordt de invloed van de veranderende impedantie van de tankwikkeling op de stroom, en daarmee op het tankveld, sterk verminderd. In theorie (vergelijking (10)) komen er alleen even harmonischen van 5 kHz uit de tweevoudige fluxgate. Maar in de praktijk verschijnen er toch ook oneven harmonischen vanwege het niet volledig identiek zijn van beide fluxgates. Hierdoor wordt de ingang van de lock-in versterker overstuurd op de meest gevoelige bereiken. Er is daarom een tweede



Figuur 6 : Een schematische weergave van de gebouwde meetopstelling.



Figuur 7.: De signalen voor en na het 10 kHz bandfilter zoals die verkregen zijn bij stroomsturing van de fluxgate.

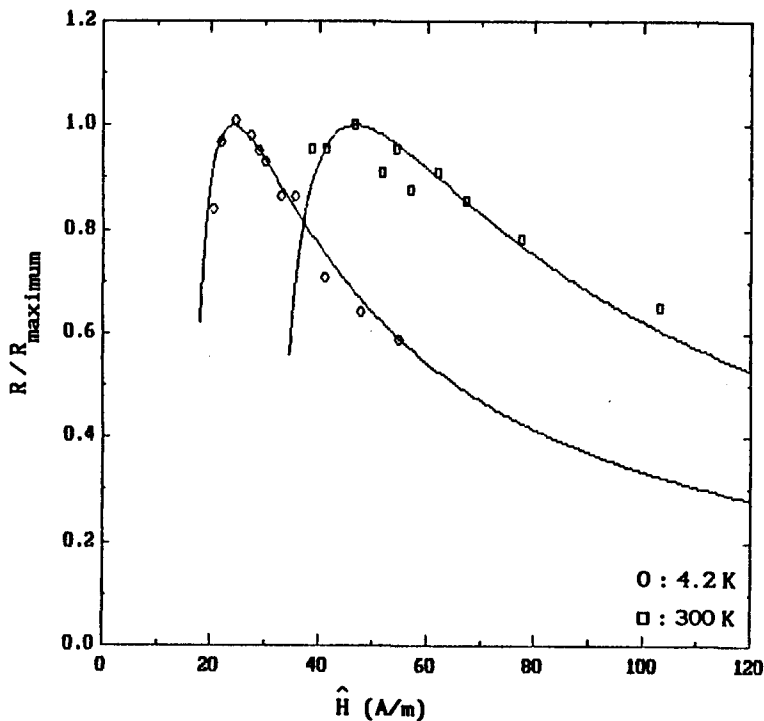
orde bandfilter van 10 kHz aangebracht. In figuur 7 zijn de signalen voor en na het bandfilter weergegeven. Met behulp van de lock-in versterker wordt nu de amplitude van de tweede harmonische bepaald. Het uitgangssignaal van deze versterker wordt met behulp van een tweede orde 1 kHz laagdoorlaatfilter nog ontdaan van eventuele aanwezige hoogfrequente storing.

Bij afwezigheid van een ingangssignaal blijkt nu toch een tweede harmonische gemeten te worden. De oorzaken hiervan worden behandeld in § 2.3. Om deze offset te compenseren is er in de galvanometer een

terugkoppeling aangebracht. Deze bestaat uit een integrator met een RC-tijd van 10 seconden welke via een gemeenschappelijke terugkoppelwikkeling een tegenveld opwekt. Bij deze RC-tijd wordt het dynamisch gedrag van de galvanometer in het werkgebied van 0.3 tot 5 Hz niet meetbaar beïnvloed.

De transimpedantie van de fluxgate kan met behulp van een tweede digitale lock-in versterker (zie hoofdstuk 7) worden gemeten. Hiertoe wordt in serie met de referentie uitgang van deze lock-in versterker een weerstand geschakeld die zeer groot is ten opzichte van de impedantie van de ingangswikkeling van de fluxgate. De amplitude van de sinusvormige ingangsstroom  $i$  door de fluxgate is dan bekend. Het uitgangssignaal van de galvanometer wordt met behulp van de digitale lock-in versterker synchroon gedecteerd. De amplitude van dit signaal wordt vervolgens teruggerekend naar de uitgang van de tweevoudige fluxgate.

De aldus gemeten transimpedantie bij 4.2 en 300 K is als functie van de amplitude van het tankveld weergegeven in figuur 8.



Figuur 8 : De gemeten transimpedantie van de tweevoudige fluxgate als functie van de amplitude van het tankveld. De transimpedantie is genormeerd op de maximale transimpedantie. De getrokken lijnen zijn de aanpassingen volgens vergelijking (19).

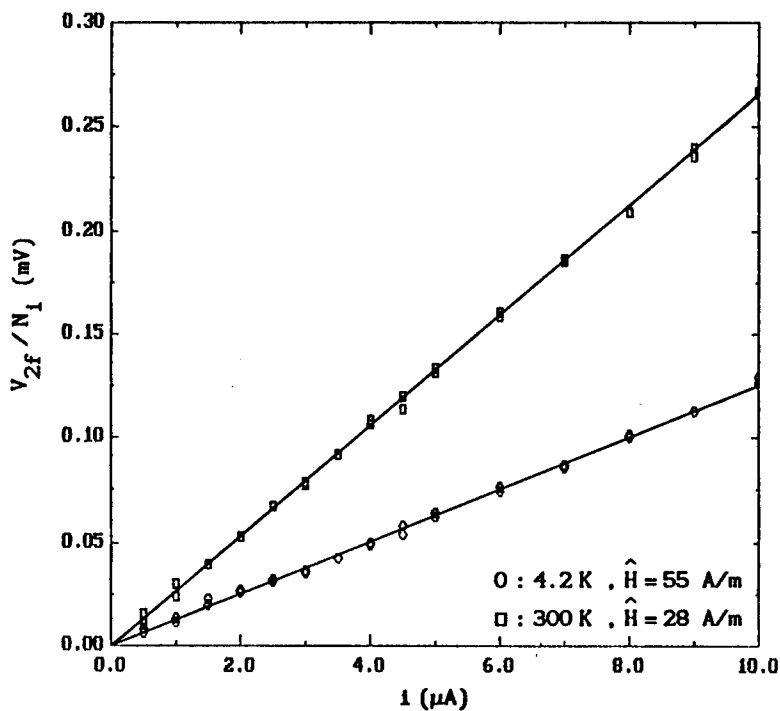
De theoretische voorspelling volgens vergelijking (19) is aangepast aan de beide series door optimalisatie van het verzadigingsveld  $H_i$  en de waarde van  $\mu_r$ . De verschillende parameterwaarden die uit deze aanpassing zijn verkregen zijn weergegeven in tabel 1.

	4.2 K	300 K
$H_v$ (A/m)	33	17
$\mu_r$	$0.5 \times 10^5$	$1 \times 10^5$
$R_{\max} / N_i$ (V/A)	13	28

Tabel 1 : De verschillende parameters zoals verkregen uit de aanpassing van de theoretische voorspelling (19) voor de transimpedantie van de metingen.

Het transimpedantieverloop bij 4.2 en 300 K wordt door de theorie goed beschreven. De uit de aanpassing verkregen waarde van  $\mu_r$  van  $1 \times 10^5$  bij 300 K is van dezelfde orde van grootte als de door de fabrikant gegeven waarde.

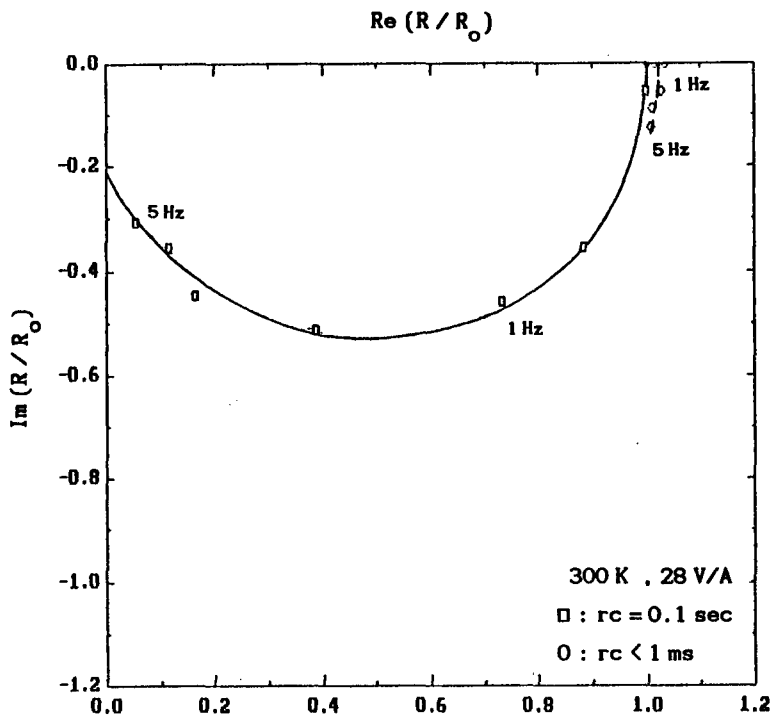
De uitgangsspanning  $V_{2f}$  van de tweevoudige fluxgate als functie van de ingangsstroom is weergegeven in figuur 9.



Figuur 9 : De amplitude van de tweede harmonische in het uitgangssignaal van de tweevoudige fluxgate als functie van de ingangsstroom  $i$ , bij 1 Hz. De getrokken lijnen zijn de aanpassingen volgens vergelijking (19).

Het verloop hiervan is binnen de meetnauwkeurigheid lineair, zoals de theorie ook voorspelt voor bij kleine opgewekte magnetevelden. (Bij een ingangsstroom van 10  $\mu\text{A}$  is  $H_1$  in de orde van  $10^{-3}$  A/m).

Tot slot is in figuur 10 de gemeten overdrachtsfunctie van de galvanometer in de vorm van een Bodediagram weergegeven.



Figuur 10 : Bodediagram van de gemeten overdrachtsfunctie van de fluxgate galvanometer bij verschillende waarden van tijdconstante van de lock-in versterker.

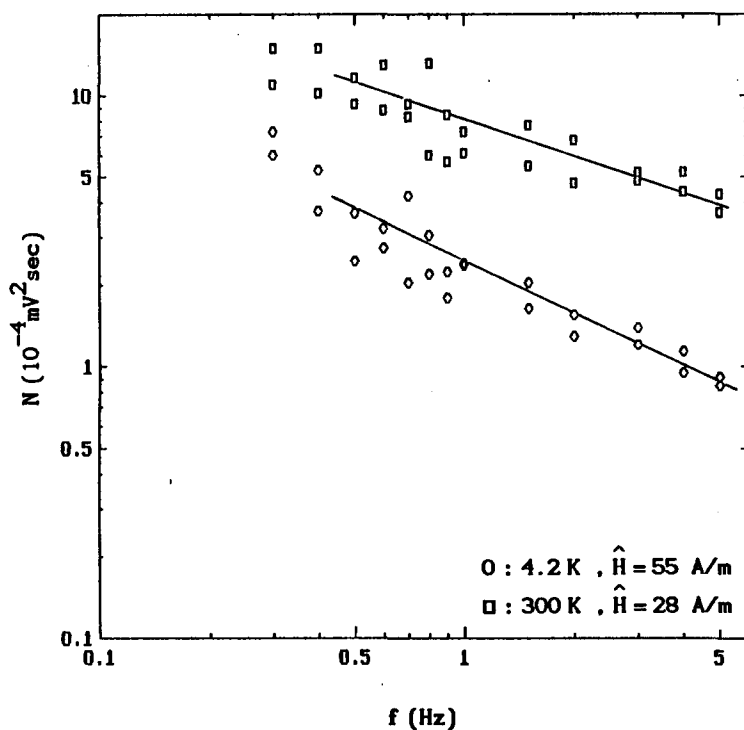
De metingen zijn verricht bij een RC-tijd  $\tau = 0.1$  seconde van de lock-in versterker en bij de kleinst mogelijke tijdsconstant ( $< 1$  ms). Uit vergelijking van deze twee meetseries blijkt dat, zeker bij  $\tau = 0.1$  sec, de frequentieafhankelijkheid van de fluxgate zelf gedomineerd wordt door die van de lock-in versterker.

### 2.3: Signaal-ruis verhouding

Bij de keuze van het werkpunt van de fluxgate is de signaal-ruis verhouding van belang. Eerst is daarom de oorsprong van de ruis onderzocht.

De ruis van de fluxgate is gemeten door de digitale lock-in versterker als een soort spectrum-analyser te gebruiken. Het uitgangssignaal van de galvanometer werd hiertoe gedurende een zeker aantal perioden synchroon gedetecteerd en gemiddeld. Het ruisspectrum is verkregen door de standaard-deviatie van dit gemiddelde bij de verschillende frequenties te kwadrateren en te vermenigvuldigen met de tijd (in seconden) waarover werd gemiddeld. Het resultaat werd vervolgens teruggerekend naar de uitgang van de fluxgate.

Het aldus gemeten ruisspectrum is weergegeven in figuur 11.



Figuur 11 : Het frequentiespectrum van de ruis van de fluxgate. De getrokken lijnen zijn slechts bedoeld als verduidelijking.



De electronica draagt tot dit spectrum minder dan 0.1% bij. De ruis blijkt zowel voor 4.2 als 300 K een 1/f karakter te hebben. Het ruisspectrum wordt dus gedomineerd door de Barkhausen ruis van de fluxgate zelf. Barkhausen ruis ontstaat doordat magnetisatie geen continu proces is. De magnetisatie van het toroïde-materiaal is opgebouwd uit de bijdrage van discrete domeinen. Elke keer als een domein tijdens het magnetisatie proces omklapt ontstaat er een sprong in magnetisatie. Deze sprongen veroorzaken een hagelruis in het inductiesignaal. Een exacte beschrijving van de Barkhausen ruis is alleen mogelijk op grond van quantum mechanische berekeningen [4]. Omdat deze beschrijving een groot aantal onzekerheden bevat zal niet gepoogd worden een theoretische voorspelling van signaal-ruis verhouding te geven.

Bij de variatie van de tankfrequentie tijdens de in het verleden verrichte metingen is niet de signaal-ruis verhouding gemeten [3]. De in de voorafgaande paragraaf gegeven keuze van de tankfrequentie is daarom gebeurd op grond van maximale transimpedantie (Zie ook § 2.2).

Voor het verloop van de signaal-ruis verhouding als functie van het tankveld kan een ruwe afschatting worden gegeven. Voor het signaal geldt (14):

$$S \sim \frac{H_v}{\hat{H}} \sqrt{1 - \left(\frac{H_v}{\hat{H}}\right)^2} \quad (17)$$

De ruis ontstaat tijdens het magnetisatie proces door de Barkhausen sprongen. Het aantal domeinen dat meedoet aan de magnetisatie is bij benadering constant. De Barkhausen sprongen vinden plaats op een willekeurige tijdstippen tijdens het magnetisatie proces. Bij toename van  $\hat{H}/H_v$  zal de magnetisatie sneller gebeuren. Hierdoor zullen de Barkhausen sprongen optreden gedurende een relatief kortere tijd. Als  $\hat{H} > H_v$  kan de ruisgrootte ruwweg afgeschat worden met [5]:

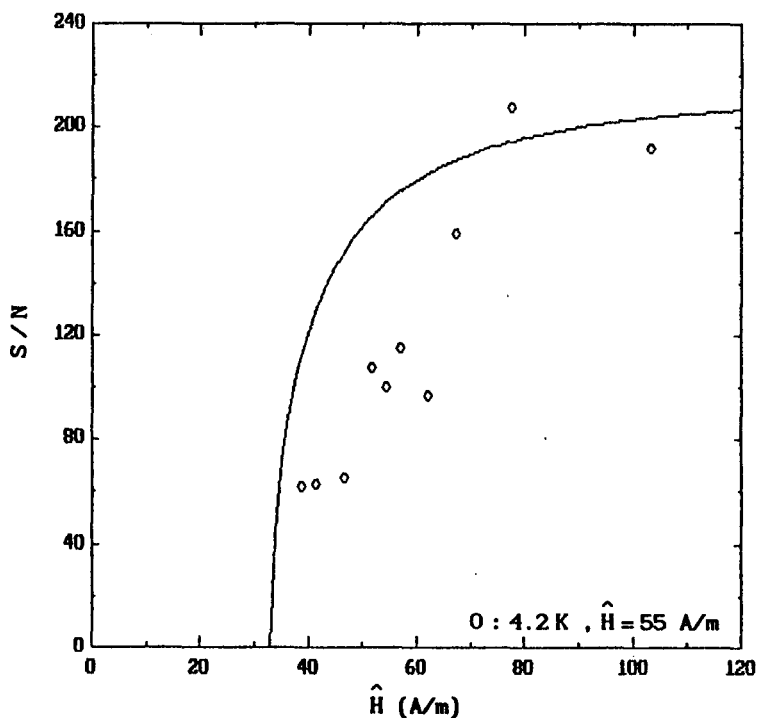
$$N \sim \frac{H_v}{\hat{H}} \quad (21)$$

Men krijgt dan voor de signaal-ruis verhouding:

$$S/N = \sqrt{1 - \left(\frac{H_v}{\hat{H}}\right)^2} \quad (22)$$

De signaal-ruis verhouding zal als functie van het tankveld dus eerst sterk toenemen en dan constant worden.

De gemeten signaal-ruis verhouding bij 4.2 K is als functie van het tankveldamplitude  $\hat{H}$  weergegeven in figuur 12.



Figuur 12 : De gemeten signaal-ruis verhouding van de fluxgate bij bij middeling over 40 sec en een ingangsstroom van  $10 \mu\text{A}$ . De getrokken curve is de theoretische voorspelling gepasseerd op het verzadigingsveld  $H_v$  van 33 A/m verkregen uit § 1.2 en een maximale S/N van 210

De signaal-ruis blijkt bij lage waarden van  $\hat{H}$  sterk toe te nemen. Boven een tankveld van 80 A/m vertoont de signaal-ruis verhouding inderdaad een trend om constant te worden zoals (22) voorspelt. Eenzelfde verloop in de signaal-ruis verhouding wordt gevonden door [5], [6] en [7].

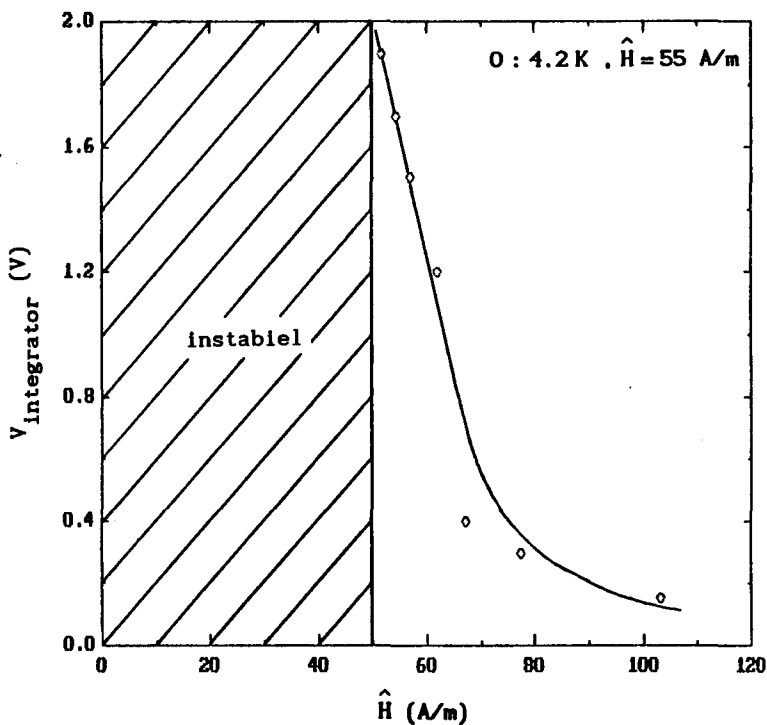
## 2.4: Offset

Bij afwezigheid van een ingangsveld wordt toch een tweede harmonische gemeten. Deze offset heeft als hoofdoorzaken:

- 1) Tweede harmonische in het tankveld.
- 2) Het niet volledig identiek zijn van de twee fluxgates.
- 3) Het gemagnetiseert raken van de ringkernen door externe velden.
- 4) Domeinen in de kernen welke niet in verzadiging worden gedreven.

De punten 1 en 2 kunnen slechts vermeden worden door een zorgvuldige bouw van de opstelling. De invloed van punt 3 is tegengegaan door het inbouwen van de galvanometer in een loden omhulling. Wisselvelden kunnen zo niet doordringen tot de fluxgate. Bij temperaturen lager dan 7 K word lood supergeleidend en wordt de fluxgate dus ook nog afgeschermd voor constante velden. De effecten ten gevolge van punt 4 worden beïnvloed door de amplitude van het tankveld. Bij een groter tankveld zullen meer domeinen meedoen en zal de offset afnemen.

Als maat voor de offset kan de spanning aan de uitgang van de integrator in de galvanometer worden genomen. In figuur 13 is deze integratorspanning weergegeven als functie van het tankveld bij 4.2 K.



Figuur 13 : De integratorsspanning in de galvanometer als functie van het tankveld bij 4.2 K.

De getrokken lijn is bedoeld ter verduidelijking van het verloop.

Het verloop van de integratorspanning kan verdeeld worden in twee gebieden. Het eerste gebied, bij tankveldamplitudes kleiner dan 50 A/m, kenmerkt zich door een grote instabiliteit van de integratorspanning. In het tweede gebied, bij tankveldamplitudes groter dan 50 A/m, neemt de integrator spanning sterk af als functie van het tankveld. De offset wordt bij de gebouwde meetopstelling dus voornamelijk veroorzaakt door de domeinen die niet in verzadiging worden gedreven. Eenzelfde verloop van de offset wordt gevonden door [6] en [8].

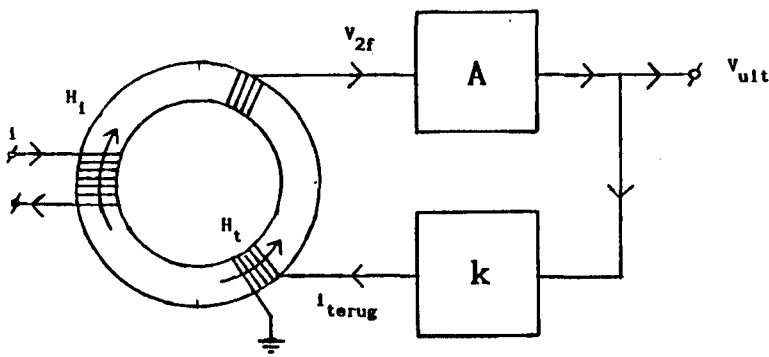
De in dit verslag beschreven experimenten bij 4.2 K zijn derhalve uitgevoerd bij waarden van de tankveldamplitude groter dan 50 A/m, te weten 55 A/m en 68 A/m. Om echter zowel een minimale offset als een maximale signaal-ruis verhouding te krijgen zou een tankveldamplitude groter dan 80 A/m gebruikt moeten worden.

### Hoofdstuk 3: De terugkoppeling

Met behulp van terugkoppeling kan er voor gezorgd worden dat de fluxgate galvanometer ook voor grotere ingangsvelden binnen zijn lineaire werkgebied blijft. Door de terugkoppeling zal ook het dynamisch gedrag verbeterd worden. Eerst zal de theorie van terugkoppeling -voorzover van belang- behandeld worden. Vervolgens zullen de gebouwde terugkoppeling en de metingen daaraan besproken worden.

#### 3.1: Theorie

Bij de gebruikte terugkoppeling wordt er een tegenveld in de toroïde opgewekt dat evenredig is met het door de ingangsstroom opgewekte magneetveld. Het principeschema van de terugkoppeling is weergegeven in figuur 14.



Figuur 14 : Het principe schema van de terugkoppeling bij de fluxgate galvanometer.

Bij de nu volgende berekeningen zal de fase draaiing ten gevolge van de frequentieafhankelijkheid van de verschillende elementen verwaarloosd worden. Voor de uitgangsspanning van de galvanometer geldt:

$$V_{\text{uit}} = G (H_i - H_t) \quad (23)$$

Hierin is G de totale versterking van de fluxgate, lock-in versterker en de overige elektronische schakelingen en  $H_t$  het door de terugkoppeling opgewekte tegenveld.

Voor  $H_t$  geldt:

$$H_t = \frac{N_t k}{l} V_{uit} \quad (24)$$

Hierin is  $N_t$  het aantal windingen van de terugkoppelwikkeling om de toroïde en  $k$  de versterking van het terugkoppelcircuit.

Met behulp van (4), (23) en (24) krijgt men voor de uitgangsspanning:

$$V_{uit} = \frac{\frac{C N_i}{l}}{1 + \frac{C N_t}{l} k} i \quad (25)$$

Als nu geldt voor de rondgaande versterking:

$$\frac{C N_t}{l} k \gg 1 \quad (26)$$

dan kan (25) benaderd worden door:

$$V_{uit} = \frac{N_i}{N_t} \frac{1}{k} i \quad (25)$$

De transimpedantie van de galvanometer als geheel wordt dan dus volledig bepaald door de eigenschappen van het terugkoppelcircuit.

Door de terugkoppeling wordt ook de zelfinductie van de ingangswikkeling van de fluxgate beïnvloed. De door de ingangswikkeling omvatte flux wordt gegeven door:

$$\varphi = \mu_o \mu_r O N_i H_{tot} \quad (28)$$

waarin  $H_{tot} = H_i - H_t$ .

Door substitutie van bijvoorbeeld (23) en (25) vindt men:

$$H_{\text{tot}} = \frac{\frac{N_i}{l}}{1 + \frac{C N_t}{l} k} i . \quad (29)$$

zodat de flux wordt gegeven door:

$$\varphi = \mu_o \mu_r \int_0^l \frac{N_i^2}{l} \frac{1}{1 + \frac{C N_t}{l} k} i . \quad (30)$$

Voor de effectieve zelfinductie  $\varphi/i$  van de ingangswikkeling vindt men vervolgens:

$$L_{\text{eff}} = \frac{L_i}{1 + \frac{C N_t}{l} k} . \quad (31)$$

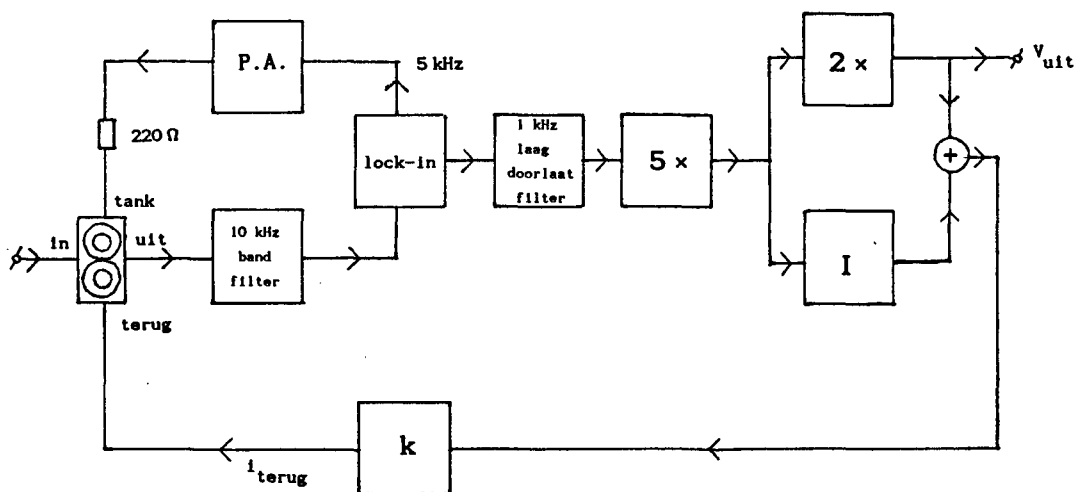
Hierin is

$$L_i = \mu_o \mu_r \int_0^l \frac{N_i^2}{l} ; \quad (32)$$

de zelfinductie van de ingangswikkeling zoals die wordt verkregen zonder terugkoppeling.

### 3.2: Metingen

De schematisch overzicht van de tweevoudige fluxgate galvanometer met terugkoppeling is weergegeven in figuur 15.



Figuur 15 : Een schematische weergave van de fluxgate galvanometer met terugkoppeling.

Het uitgangssignaal van de lock-in versterker na filtering wordt vijf maal versterkt. Dit signaal wordt zowel aan een twee maal versterker als aan een integrator toegevoerd. Deze integrator met een RC-tijd van 10 seconden is weer aan toegevoegd om de offset te compenseren. De uitgangsspanningen van de versterker en de integrator worden vervolgens weer opgeteld. Dit gesommeerde signaal gaat naar een lineaire terugkoppelversterker. Het uitgangssignaal hiervan wekt vervolgens via de terugkoppelwikkeling een magnetisch tegenveld op.

Zoals hierboven reeks is aangegeven, is bij de theorie de fasedraaiing ten gevolge van de frequentie afhankelijkheid van de verschillende elementen verwaarloosd. Deze fasedraaiing resulteert bij een te grote rondgaande versterking in een oscilleren van de galvanometer. De rondgaande versterking moet dan ook zo worden afgeregeld dat de schakeling zich stabiel gedraagt. Deze afregeling is gebeurd met behulp van de responsie op een blokgolfvormig ingangsstroom .



De totale versterking  $G$  van de galvanometer wordt gegeven door:

$$G = 10 R_g L_o I \quad (33)$$

Hierin is  $R_g$  de transimpedantie van de fluxgate galvanometer per winding van de ingangswikkeling en  $L_o$  de versterking van de lock-in versterker. De faktor 10 is afkomstig van de twee extra versterkers in de galvanometer (zie figuur 15).

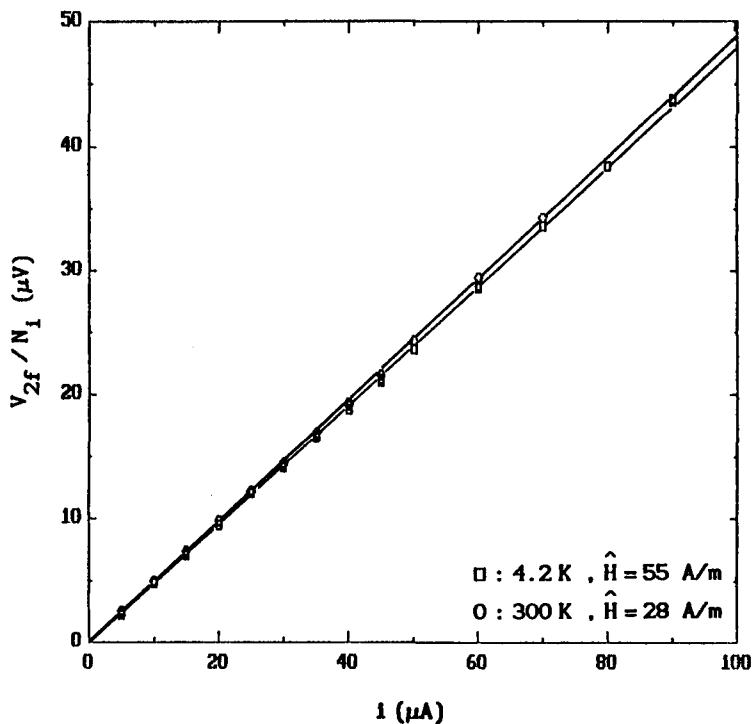
Bij de gebruikte afregeling geldt:

$$10 L_o k = 0.94 \text{ A/V}$$

Met de gemeten maximale transimpedantie van de fluxgate (zie § 1.2) vindt men zo voor de rondgaande versterking:

$$\frac{G N_t}{I} k = 25 \quad \text{bij } 4.2 \text{ K,}$$
$$= 53 \quad \text{bij } 300 \text{ K.}$$

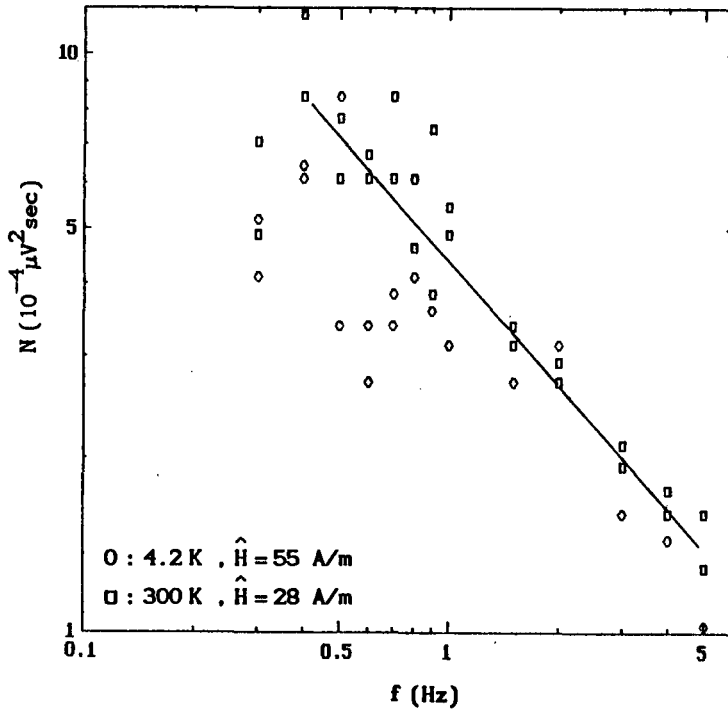
Hoewel zowel bij 4.2 K als bij 300 K de benadering (25) formeel nog niet mag worden toegepast, worden variaties in de  $G$  door deze terugkoppeling al met meer dan een faktor 25 gereduceerd. De gemeten amplitude van de tweede harmonische van de fluxgate in de teruggekoppelde galvanometer als functie van de stroom bij 4.2 en 300 K is weergegeven in figuur 16.



Figuur 16 : De amplitude van de tweede harmonische in het uitgangssignaal van de fluxgate als functie van de stroom  $i$  bij terugkoppeling.

De transimpedantie die men nu verkrijgt bij 4.2 K verschilt minder dan 1% van die bij 300 K, dit in tegenstelling tot het verschil van 50% dat gemeten werd zonder terugkoppeling. De transimpedantie wordt dus voornamelijk bepaald door het terugkoppelcircuit. De transimpedantie blijkt verder bij een RC-tijd van 0.1 seconde van de lock-in versterker in het frequentie gebied van 0.3 tot 5 Hz minder dan 1% te verlopen. Op grond van de rondgaande versterking zou een zo grote verbetering niet verwacht worden. Opgemerkt dient echter te worden dat de in figuur 16 gepresenteerde transimpedantie verloop is gemeten bij 1 Hz en  $\tau < 0.1$  sec. De overdrachtsfunctie van de galvanometer is door de terugkoppeling dus sterk verbeterd.

Tot slot is het gemeten frequentiespectrum van de ruis bij terugkoppeling is weergegeven in figuur 17.



Figuur 17 : Het frequentiespectrum van de ruis van de fluxgate bij terugkoppeling. De getrokken lijn is slechts als verduidelijking.

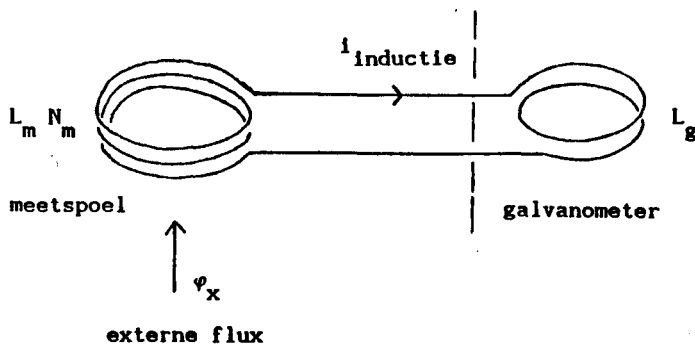
Deze is nu ook binnen de meetonnauwkeurigheid temperatuurafhankelijk en wordt weer volledig gedomineerd door de Barkhausen ruis van de fluxgate.

## Hoofdstuk 4: De fluxtransformator

Om de flux afkomstig van het preparaat te kunnen meten moet gebruik worden gemaakt van een fluxtransformator. Deze bestaat uit een kring van supergeleidende draad. De flux afkomstig van het preparaat zal een inductiestroom in deze kring opwekken. Met behulp van de fluxgate galvanometer wordt deze inductiestroom gemeten. In § 4.1 zal de theorie van de fluxmeting met behulp van een fluxtransformator en een teruggekoppelde fluxgate galvanometer worden behandeld. Vervolgens zullen § 4.2 de verschillende metingen aan een fluxtransformator besproken worden. Tot slot zal in § 4.3 zal ingegaan op de voorwaarden voor het verkrijgen van een optimale signaal-ruis verhouding.

### 4.1: Theorie

De theorie zal worden uitgewerkt aan de hand van een fluxtransformator zoals is weergegeven in figuur 18.



Figuur 18 : Schematische weergave van een fluxtransformator.

De externe flux wordt hierbij gemeten met behulp van een solenoïde. Voor de totaal door de meetspoel omsloten flux geldt:

$$\varphi_m = N_m \varphi_x + L_m i . \quad (34)$$

Hierin is  $\varphi_x$  de flux die van buiten wordt aangeboden,  $N_m$  het aantal windingen van de spoel,  $L_m$  de zelfinductie van de spoel en  $i$  de inductiestroom.

Voor de totaal door de galvanometer omvatte flux geldt:

$$\varphi_s = i L_g . \quad (35)$$

Hierin is  $L_g$  de zelfinductie van de galvanometer.

Binnen een supergeleidende kring is de totaal omsloten flux een behouden grootheid. Bij verwaarlozing van de door de toevoerdraden omsloten flux vindt men voor de totale door de fluxtransformator omsloten flux:

$$N_m \varphi_x + i (L_m + L_g) = \text{constant} . \quad (36)$$

Na differentiatie vindt men:

$$\delta i = \frac{N_m}{L_m + L_g} \delta \varphi_x . \quad (37)$$

De variatie in de inductiestroom is dus evenredig met de variatie in de van buiten aangeboden flux.

De inductiestroom in de supergeleider wordt gemeten met een fluxgate galvanometer. Bij deze galvanometer wordt bij de stroommeting periodiek de hystereselus doorlopen. Als gevolg hiervan zal de zelfinductie van de ingang ook periodiek variëren. Om een globale indruk te krijgen van de werking van de fluxtransformator zal niettemin worden aangenomen dat deze zelfinductie constant is. Op de consequenties van deze aanname zal later in dit hoofdstuk worden teruggekomen.

Een tweede gevolg van het doorlopen van de hystereselus is dat er vanuit de galvanometer flux wordt aangeboden aan de fluxtransformator. Stel men heeft de situatie dat  $L_m \ll L_g$ . De fluxtransformator zal dan het opwekken van de magnetische inductie in de toroïde bij het doorlopen van de hystereselus tegengaan. Als gevolg hiervan zal de transimpedantie van de fluxgate galvanometer afnemen [8]. Deze gevolgen van de belasting van de fluxgate galvanometer door de fluxtransformator zullen niet worden opgenomen in het hier gegeven theoretische model, temeer daarbij een volledig symmetrische tweevoudige fluxgate deze complicatie niet optreedt.

Voor de variatie in de inductiestroom bij een teruggekoppelde fluxgate galvanometer vindt men:

$$\delta i = \frac{N_m}{L_m + \frac{L_i}{1 + \frac{G N_t k}{l}}} \delta \varphi_x \quad (38)$$

Hierin is  $L_i$  de zelfinductie van de ingangswikkeling (32) en  $\frac{G N_t k}{l}$  de rondgaande versterking.

De uitgangsspanning wordt nu gegeven door:

$$\delta V_{\text{uit}} = \frac{N_m}{L_m + \frac{L_i}{1 + \frac{G N_t k}{l}}} \cdot \frac{\frac{G N_i}{l}}{1 + \frac{G N_t k}{l}} \delta \varphi_x \quad (39)$$

Als nu weer voor de rondgaande versterking geldt dat

$$\frac{G N_t k}{l} \gg 1, \quad (26)$$

dan kan (39) benaderd worden door:

$$\delta V_{\text{uit}} = \frac{N_m N_i}{L_m + L_{\text{eff}}} \frac{1}{N_t k} \delta \varphi_x \quad (40)$$

Hierin is  $L_{\text{eff}}$  de zelfinductie van de ingangswikkeling van de fluxgate galvanometer zoals die wordt verkregen bij terugkoppeling.

Hiervoor geldt:

$$L_{\text{eff}} = \frac{L_i}{1 + \frac{G N_t k}{l}} \quad (31)$$

Bij een vaste waarde van  $\frac{G N_t k}{l}$  en  $N_i$  krijgt men dus volgens (40) een maximale gevoeligheid ( $\delta V_{\text{uit}} / \delta \varphi_x$ ) als

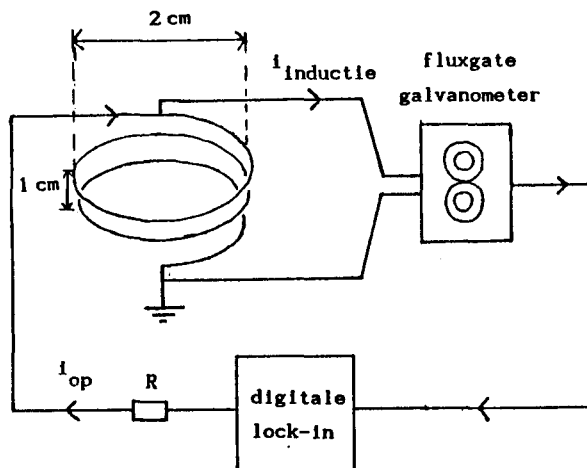
$$L_m = L_{\text{eff}} \tag{41}$$

#### 4.2: Metingen

Bij de metingen met een fluxtransformator is gebruik gemaakt van een teruggekoppelde fluxgate galvanometer zoals besproken is in hoofdstuk 2. De hierin gebruikte terugkoppeling is slechts effectief voor lage frequenties ( $< 1$  kHz). Men moet dus een onderscheid maken tussen de zelfinductie van de ingangswikkeling voor lage en hoge frequenties. Voor lage frequenties, zoals gebruikt bij de modulatie van de positie van het preparaat, blijft in de § 4.1 gepresenteerde theorie gelden. Voor hoge frequenties wordt  $L_{\text{eff}}$  weer gelijk aan  $L_i$ . Door deze laatste zelfinductie wordt dus ook de eventuele verandering van de transimpedantie ten gevolge van de belasting door fluxtransformator bepaald.

Stel dat deze verandering niet te groot is zodat voor de rondgaande versterking (26) blijft gelden. Dan zal vergelijking (40) ook bij benadering blijven gelden.

Bij de experimenten is gebruik gemaakt van een fluxtransformator met een een gecombineerde meet- en opwekspoel voor de flux, zoals in figuur 19 is weergegeven.



Figuur 19 : Een schematisch overzicht van de meetopstelling met fluxtransformator.

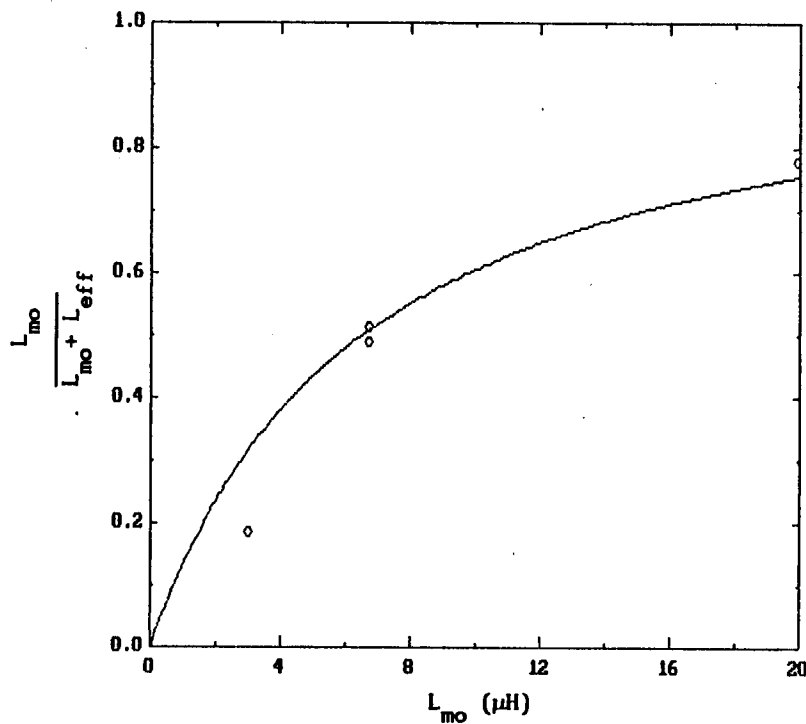
Deze bestond uit een solenoïde met getwist draad. De opgewekte flux wordt dus volledig omvat door de meetspoel. Uit vergelijking (40) kan voor deze fluxtransformator de volgende uitdrukking afgeleid worden:

$$\delta V_{\text{uit}} = \frac{L_{\text{mo}}}{L_{\text{mo}} + L_{\text{eff}}} \frac{N_i}{N_t} \frac{1}{k} \delta i_{\text{op}} \quad (42)$$

Hierin is  $L_{\text{mo}}$  zowel de zelfinductie van de meet- als opwekspoel en  $i_{\text{op}}$  de stroom door de fluxopwekspoel.

De transimpedantie van de combinatie van fluxtransformator en fluxgate werd weer bepaald met de digitale lock-in versterker (zie ook § 2.2).

De meetresultaten verkregen bij variatie van  $L_{\text{mo}}$  zijn weergegeven in figuur 20.



Figuur 20 : De gemeten transimpedantie van de combinatie fluxtransformator/fluxgate als functie van de impedantie van de oppikwikkeling  $L_{\text{mo}}$ .

De transimpedantie is genormeerd via deling door  $\frac{N_i}{N_t} \frac{1}{k}$  (zie hoofdstuk 3). De getrokken lijn is de theoretische voorspelling voor  $L_{\text{eff}} = 6.5 \mu\text{H}$



Deze meetpunten zijn zo goed mogelijk aangepast met de theoretische voorspelling conform vergelijking (42) door optimalisatie van de parameter  $L_{\text{eff}}$ . Het meetpunt bij  $L_{\text{mo}} = 3.7 \mu\text{H}$  wijkt duidelijk af van deze aanpassing. Dit wordt wellicht veroorzaakt doordat de fluxgate galvanometer in dit geval te veel belast wordt door de fluxtransformator. Uit de aanpassing wordt een waarde van  $L_{\text{eff}}$  van  $6.5 \mu\text{H}$  verkregen.

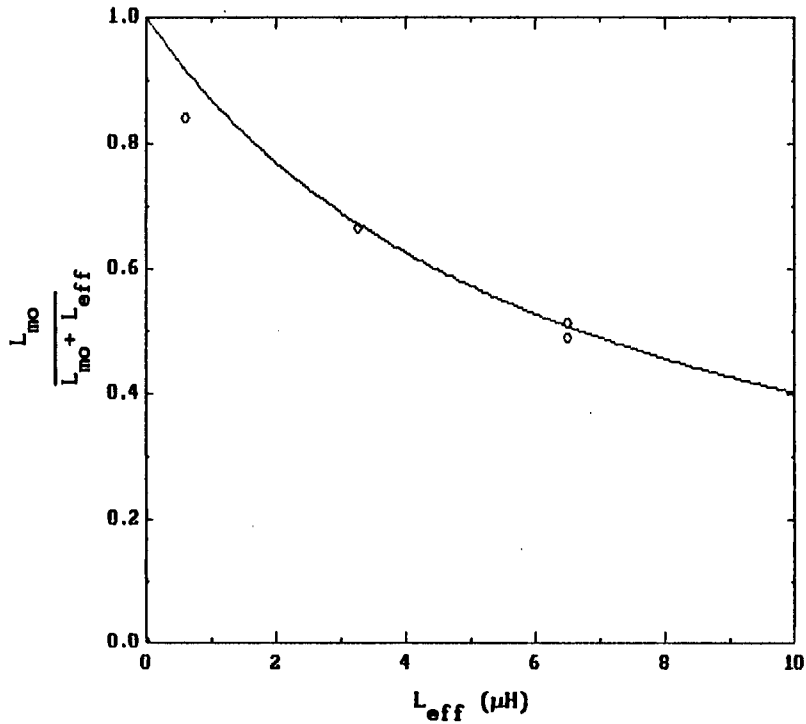
Vervolgens is de rondgaande versterking gevarieerd. Onder de aanname dat het gedrag van  $L_{\text{eff}}$  gegeven wordt door vergelijking (31) en gebruik makend van het zojuist verkregen resultaat kunnen de verschillende waarden van de rondgaande versterking geassocieerd worden met een corresponderende waarde van  $L_{\text{eff}}$ . Analoog aan de in figuur 20 gevolgde procedure kan de transimpedantie via deling door

$$\frac{N_i}{N_t} \frac{1}{k}$$

worden afgebeeld op een zekere waarde van

$$\frac{L_{\text{mo}}}{L_{\text{mo}} + L_{\text{eff}}}$$

De aldus geschaalde theoretische voorspelling en zijn meetpunten zijn weergegeven in figuur 21.

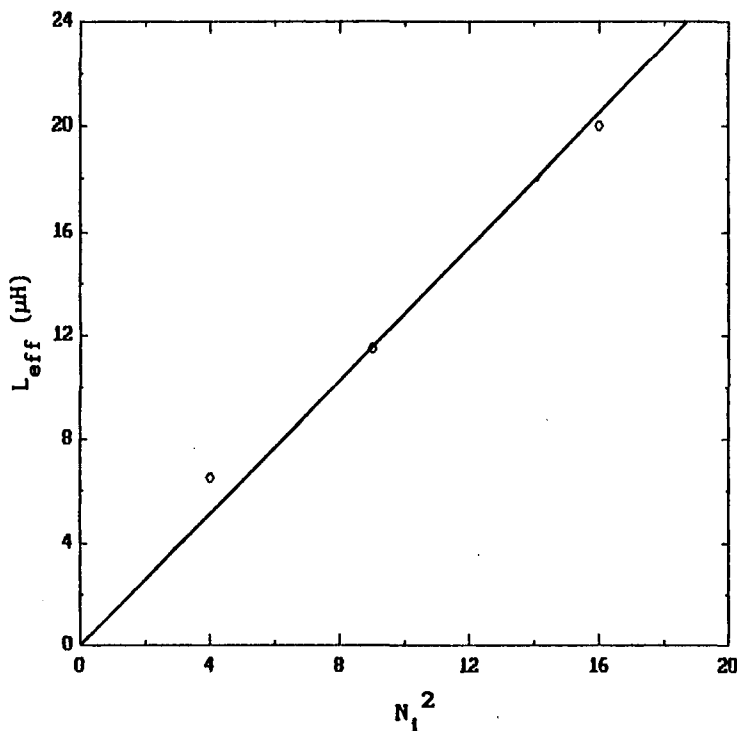


*Figuur 21 : De transimpedantie van de combinatie fluxtransformator/ fluxgate als functie van de rondgaande versterking van de galvanometer.*

*De transimpedantie is genormeerd uitgezet (zie ook figuur 20) terwijl de rondgaande versterking is afgebeeld op een corresponderende waarde voor  $L_{eff}$ .*

Het meetpunt bij de laagste waarde van  $L_{eff}$  wijkt af van de theoretische voorspelling. Dit is misschien een gevolg van de invloed van de toevoerdraden, welke in de theorie is verwaarloosd.

Tot slot is  $L_{eff}$  voor de met figuur 20 corresponderende waarde van de rondgaande versterking bepaald als functie van het aantal windingen  $N_i$ . Hierbij is er voor gezorgd dat  $L_{mo}$  en  $L_{eff}$  steeds ongeveer dezelfde verhouding hadden, zodat de fluxtransformator de galvanometer op gelijke wijze blijft belasten. De resultaten hiervan zijn weergegeven in figuur 22.



Figuur 22 : De gemeten waarde van  $L_{eff}$  als functie van het aantal ingangswindingen  $N_1$  van de fluxgate.

Uit deze meting krijgt men een  $L_{eff}$  van  $1.3 N_1^2 \mu\text{H}$ .

Uit deze waarde van  $L_{eff}$  krijgt men na correctie voor de rondgaande versterking (zie § 3.2) een  $L_i$  van  $34 N_1^2 \mu\text{H}$ . Berekent men de  $L_i$  op grond van de eerder gevonden waarde  $\mu_r = 5 \times 10^4$  bij 4.2 K (zie § 2.2) dan vindt men  $10.6 N_1^2 \mu\text{H}$ . Deze schattingen voor  $L_i$  verschillen een faktor 3. De oorzaak hiervan moet wellicht gezocht worden in het feit dat in het onderhavige theoretische model de periodieke variatie van de zelfinductie van de ingangswikkeling van de fluxgate verwaarloosd is. Anderzijds is de schatting voor  $\mu_r$  verkregen via een theoretisch model (§ 1.1), waarin een sterk geïdealiseerd hystereselus is aangenomen. Niettemin kunnen de hierboven verkregen meetresultaten dienen als een richtlijn voor de optimalisatie van de fluxtransformator.

#### 4.4: Signaal-ruis verhouding.

Om inzicht te krijgen in de voorwaarde voor een optimale signaal-ruis verhouding bij gebruik van een fluxtransformator zijn de verschillende hierboven beschreven metingen getabelleerd in tabel 1 t/m 3. In deze tabellen staat uit:

- 1: Het aantal windingen om de meetspoel en om de fluxgate.
- 2: De uit de meting verkregen transimpedantie van de combinatie van fluxtransformator en fluxgate.
- 3: De ruis bij 1 Hz zoals verkregen na middeling over 10 seconden en bij een tankveldamplitude van 55 A/m.
- 4: Het quotient van de gemeten uitgangspanning en de opgewekte flux
- 5: De uit 2 en 3 verkregen signaal-ruis verhouding bij een opgewekte flux van  $1 \times 10^{-12}$  Wb.

De meetgegevens bij variatie van  $L_{om}$  en een vaste  $L_i$  zijn weergegeven in tabel 2. Men ziet dat er een drastische verlaging van de signaal-ruis verhouding optreedt bij een te grote belasting van de fluxgate galvanometer.

$N_{mo}$	$N_i$	R (V/A)	N ( $\mu$ V)	$V_{2f}/\varphi$ (V/ $10^{-12}$ Wb)	S/N
12	2	0.18	1.5	0.72	0.5
18	2	0.50	1.0	1.35	1.4
31	2	0.78	0.6	1.21	2.0

Tabel 2 : De meetgegevens bij variatie van  $L_{mo}$  bij vaste  $L_i$

In tabel 3 zijn de meetgegevens weergegeven voor evenredige verhoging van de impedanties  $L_{om}$  en  $L_i$ . Men ziet dat de signaal-ruis verhouding iets toeneemt bij toename van de zelfinducties.

$N_{mo}$	$N_i$	R (V/A)	N ( $\mu$ V)	$V_{2f}/\varphi$ (V/ $10^{-12}$ Wb)	S/N
12	2	0.18	1.0	1.35	1.4
25	3	0.77	0.9	1.48	1.6
34	4	1.06	0.7	1.51	2.3

Tabel 3 : De meetgegevens voor evenredige verhoging van de impedanties  $L_{mo}$  en  $L_i$

Tot slot zijn in tabel 4 de meetgegevens weergegeven voor variatie van de rondgaande versterking. Men ziet dat de signaal-ruis verhouding in dit geval binnen de meetonnauwkeurigheid constant blijft.

AK	R (V/A)	N ( $\mu$ V)	$V_{2f}/\varphi$ (V/ $10^{-12}$ Wb)	S/N
1xAK	0.45	1.0	1.21	1.2
2xAK	0.32	0.6	0.86	1.3
11xAK	0.73	0.15	0.20	1.3

Tabel 4 : De meetgegevens bij variatie van de rondgaande

$$\text{versterking } \frac{G N_t k}{l} = Ak \text{ bij } N_{mo} : N_i = 18 : 2$$

Indien de ruis volledig zou worden gedomineerd door externe stoorvelden en dergelijke, zou men verwachten dat de signaal-ruis verhouding gelijk blijft bij verandering van de gevoeligheid. Maar zowel in tabel 1 als 2 verandert de signaal-ruis verhouding. De signaal-ruis verhouding wordt dus bij het gebruikte tankveld amplitude mede bepaald de belasting van de fluxgate door de fluxtransformator.

## Hoofdstuk 5: De meetspoel

Ter vergroting van de gevoeligheid van de fluxgate magnetometer wordt de positie van het preparaat sinusvormig gemoduleerd en fasegevoelige detectie van het uitgangssignaal van de galvanometer toegepast. Voor een optimale nauwkeurigheid is het van belang dat de hoeveelheid door de meetspoel opgevangen flux lineair verloopt met de positie van het preparaat. Bij de keuze van een meetspoel kan gebruik worden gemaakt van de vele artikelen (b.v. [9], [10] en [11]) over meetspoelen bij Foner magnetometers. In deze literatuur wordt meestal een bepaalde meetspoel gekozen op grond van symmetrieargumenten. De precieze eigenschappen van de spoel worden vervolgens gemeten. Om van te voren een uitspraak te kunnen doen over de verschillende eigenschappen is een eerste aanzet gegeven tot het theoretisch berekenen hiervan. Hiertoe zal eerst een algemene vergelijking worden opgesteld voor de totale hoeveelheid flux die door een spoel wordt opgevangen als functie van de positie van een puntvormig preparaat en de uitgangsspanning van de digitale lock-in versterker die hieruit volgt na fasegevoelige detectie. Vervolgens zullen enkele eigenschappen van de in de proefopstelling gebruikte meetspoel besproken worden. Tot slot zullen de resultaten worden besproken van de berekeningen aan de meetspoelen van de uiteindelijk te ontwikkelen fluxgate magnetometer met flowcryostaat.

### 5.1: Theorie

Voor de totale door een kring omsloten flux geldt:

$$\varphi = \oint \vec{A} \cdot d\vec{l} . \quad (43)$$

Hierin doorloopt  $\vec{l}$  de omtrek van de kring en is  $\vec{A}$  de vektorpotentiiaal van het magneetveld. ( $\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}$ )

Het gemagnetiseerde preparaat kan in een eerste orde benadering worden voorgesteld als een puntvormige magnetische dipool. De vectorpotentialiaal hiervan wordt gegeven door [12]:

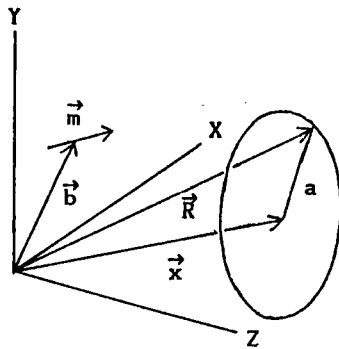
$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\vec{m} \times \vec{b}}{|\vec{b}|^3} \quad (44)$$

Hierin is  $\vec{m}$  het dipoolmoment en  $\vec{b}$  de plaatsvektor van de dipool. De totale door een kring omsloten flux wordt nu gegeven door:

$$\varphi = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \vec{m} \times \frac{(\vec{R} - \vec{b})}{|\vec{R} - \vec{b}|^3} d\vec{R} . \quad (45)$$

Hierin is  $\vec{R}$  de plaatsvektor van een punt op de kring.

Ter vereenvoudiging van de berekening zal worden aangenomen dat de meetspoel cirkelvormig is en evenwijdig aan het xy-vlak. Men verkrijgt dan de algemene situatie zoals weergegeven is in figuur 23.



Figuur 23 : De algemene situatie met een cirkelvormige meetspoel zoals verondersteld in de theorie.

Uitwerken van (45) voor deze situatie geeft:

$$\varphi = \frac{\mu_0}{4\pi} M a \int_0^{2\pi} d\vartheta \frac{\{m_x(b_z - z)\cos\vartheta + m_y(b_z - z)\sin\vartheta + m_z[a(b_x - x)\cos\vartheta - (b_y - y)\sin\vartheta]\}}{\{a^2 + (b_x - x)^2 + (b_y - y)^2 + (b_z - z)^2 - 2a[(b_x - x)\cos\vartheta + (b_y - y)\sin\vartheta]\}}^{3/2} \quad (46)$$

met  $M = |\vec{m}|$  en  $m_i = \frac{m}{M} \alpha$ ;  $\alpha = x, y, z$

Hierin is  $a$  de straal van de spoel en  $(x, y, z)$  de plaatsvektor van het middelpunt.

Verder uitwerken van (46) resulteert in een uitdrukking met machtreeksen of elliptische integralen [13]. Geen van deze twee uitdrukkingen geeft extra inzicht. Er is daarom gekozen voor numerieke berekeningen aan de spoelen uitgaande van vergelijking (46).

De uitgangsspanning van de digitale lock-in versterker wordt theoretisch gegeven door (zie ook § 7.2):

$$V_{\text{lock}} \sim \int_0^{2\pi} \varphi(\vec{b}(t)) \sin(t) dt \quad (47)$$

Hierin is  $\vec{b}(t)$  de plaatsvektor van het preparaat als functie van de tijd.

Voor  $\vec{b}(t)$  geldt bijvoorbeeld bij modulatie in de z-richting:

$$\begin{aligned} b_x &= p_x \\ b_y &= p_y \\ b_z &= p_z + \hat{a} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

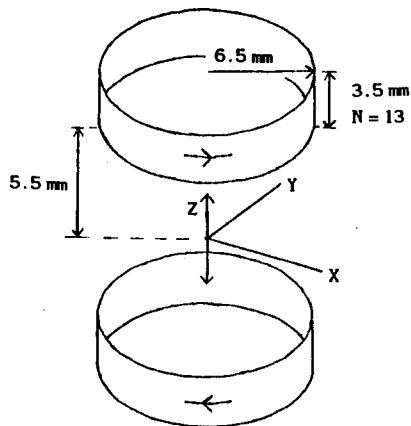
Hierin is  $\vec{p}$  de plaatsvektor van de evenwichtspositie van het moment en  $\hat{a}$  de amplitude van de modulatie.

## 5.2: Resultaten

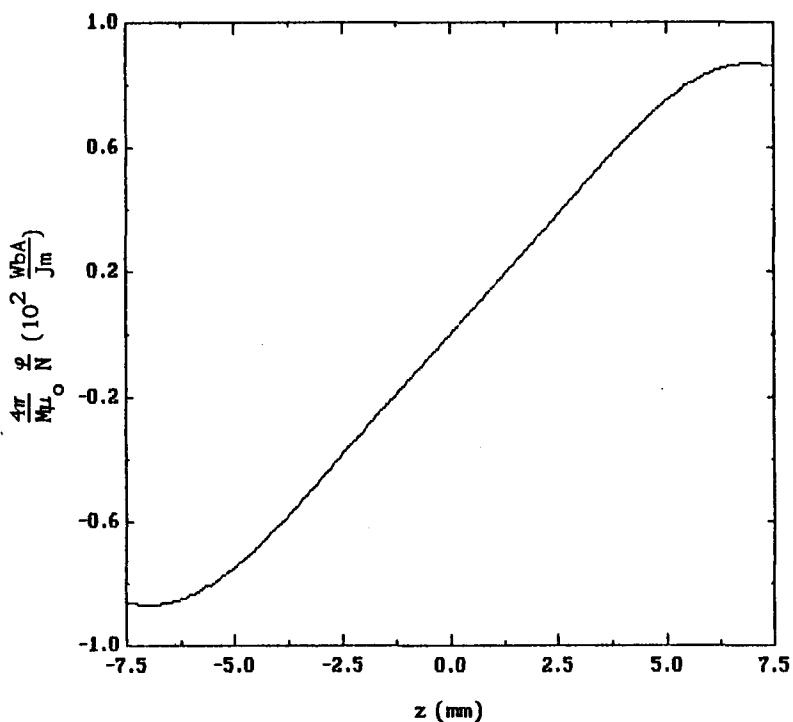
Vibrating Sample Magnetometers kunnen worden ingedeeld in twee groepen. De eerste groep wordt gevormd door magnetometers waarbij de



magnetisatie van het preparaat dezelfde richting heeft als de modulatie. De gebouwde magnetometer behoort tot deze groep. Een geschikte meetspoel bij deze groep is een Helmholtz spoel. De geconstrueerde Helmholtz spoel is weergegeven in figuur 24.



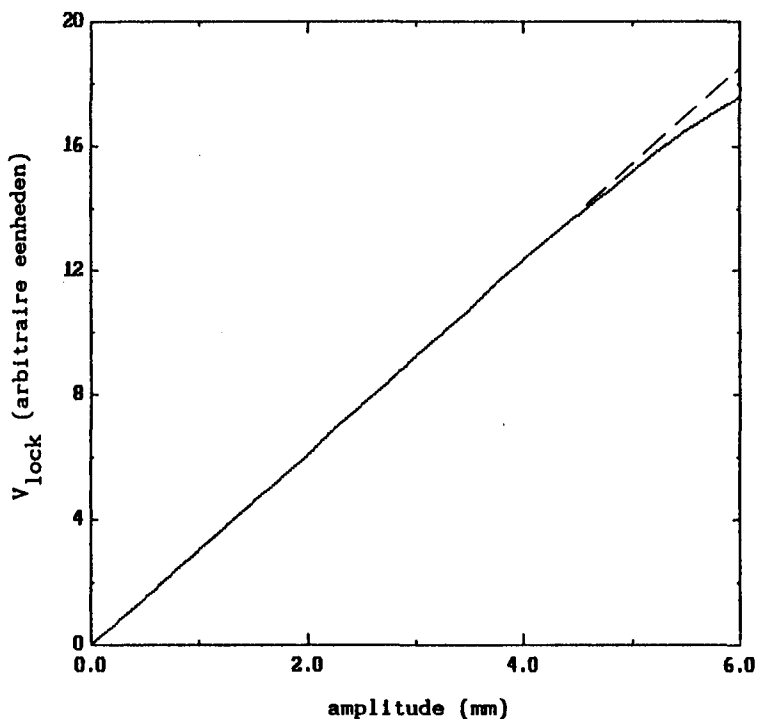
Figuur 24 : De gebouwde Helmholtz meetspoel met afmetingen. De richting van de inductiestroom en de modulatie is ook aangegeven. Deze meetspoel heeft een zelfinductie van  $7 \mu\text{H}$ .



Figuur 25 : De berekende omvatte flux van de Helmholtz-spoel als functie van de afstand  $z$  van de dipool tot het hart van de spoel

De berekende totale opgevangen flux als functie van de afstand  $z$  van de dipool tot het hart van de spoel is weergegeven in figuur 25. Deze verloopt over ca. 10 mm binnen 3% lineair met de afstand. Door de Helmholtz spoel wordt geen flux omvat die afkomstig is van eventuele momenten in het vlak loodrecht op de modulatie-richting.

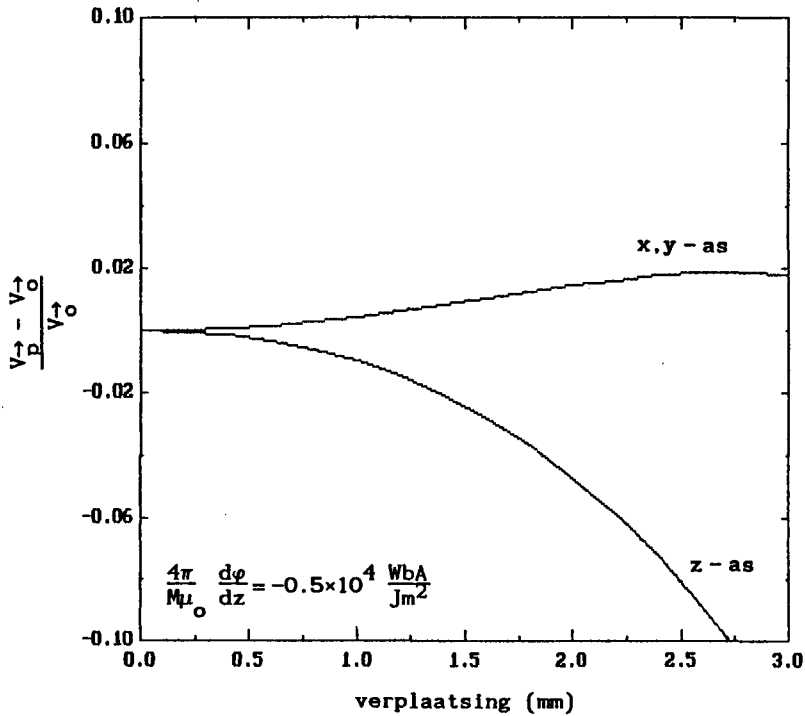
In figuur 26 is de berekende uitgangsspanning van de digitale lock-in versterker weergegeven als functie van de modulatieamplitude.



Figuur 26 : De berekende uitgangsspanning voor de digitale lock-in versterker  $V_{lock}$  als functie van de amplitude van de modulatie bij de geconstrueerde Helmholtz spoel.

Men ziet dat deze, zoals ook verwacht werd op grond van de in figuur 25 gepresenteerde resultaten, lineair toeneemt met de amplitude tot ca. 4.5 mm.

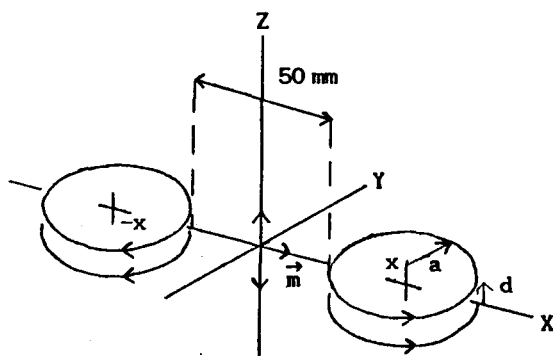
Een belangrijke eigenschap van een meetspoel is de verandering van het uitgangssignaal bij modulatie van de positie van het preparaat rond een evenwichtspositie die zich naast het hart van de spoel bevindt. Het berekende relatieve uitgangssignaal als functie van de evenwichtspositie langs de verschillende assen is weergegeven in figuur 27.



*Figuur 27 : De berekende relatieve afwijking van het uitgangssignaal bij verplaatsing van de evenwichtspositie van het preparaat langs de verschillende assen bij een Helmholtz spoel*

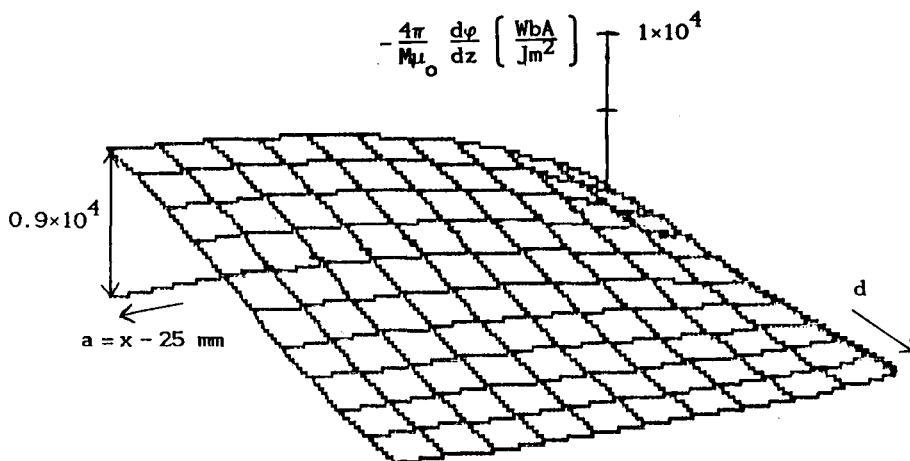
Men ziet dat de grootste verandering in het uitgangssignaal plaatvindt bij verplaatsing van de evenwichtspositie langs de modulatie-richting

Bij de tweede groep van magnetometers staat de magnetisatie van het preparaat loodrecht op de modulatie-richting. Tot deze groep behoort de uiteindelijk te bouwen magnetometer. Het preparaat zal zich dan bevinden in een flowcryostaat met een diameter van 50 mm, zodat de temperatuur gevarieerd kan worden. De meetspoelen zullen hierbuiten geplaatst moeten worden dan vanwege de noodzakelijke koeling van het supergeleidende draad. Voor deze meetspoelen lijken op dit moment twee typen in aanmerking te komen. Het eerste type is weergegeven in figuur 28.



Figuur 28 : Een mogelijke meetspoel bij gebruik van een flowcryostaat.

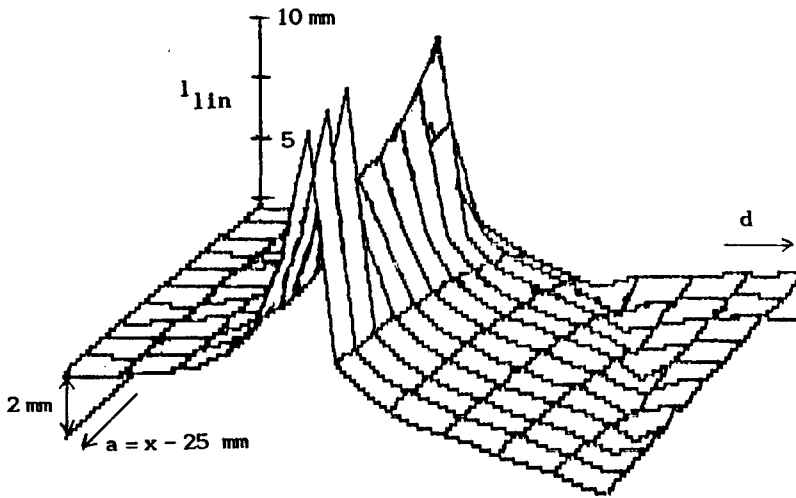
Om enig inzicht in de gevoeligheid hiervan te krijgen is in figuur 29 de afgeleide van de flux  $d\varphi/dz$  als functie van de afstand  $d$  tussen de spoelen en de straal  $a$  weergegeven.



Figuur 29 : De gevoeligheid ( $d\varphi/dz$ ) als functie van de afstand tussen de meetspoelen  $2d$  en de straal  $a$ .

(voor tabelvorm van deze figuur zie appendix C)

Men ziet dat voor een grote gevoeligheid de straal zo groot mogelijk en de afstand tussen de spoelen zo klein mogelijk moet zijn. Maar ook van belang voor een goede werking is de het lineaire verloop van de opgevangen flux als functie van de positie van het preparaat . In figuur 30 is hiertoe de afstand  $l_{lin}$  in de  $z$ -richting weergegeven waarbinnen de berekende flux  $\varphi(z)$  minder dan 1% afwijkt van een lineair verband gebaseerd op de afgeleide van de flux in de oorsprong i.e.  $z(d\varphi/dz)$  in  $z_0$ .

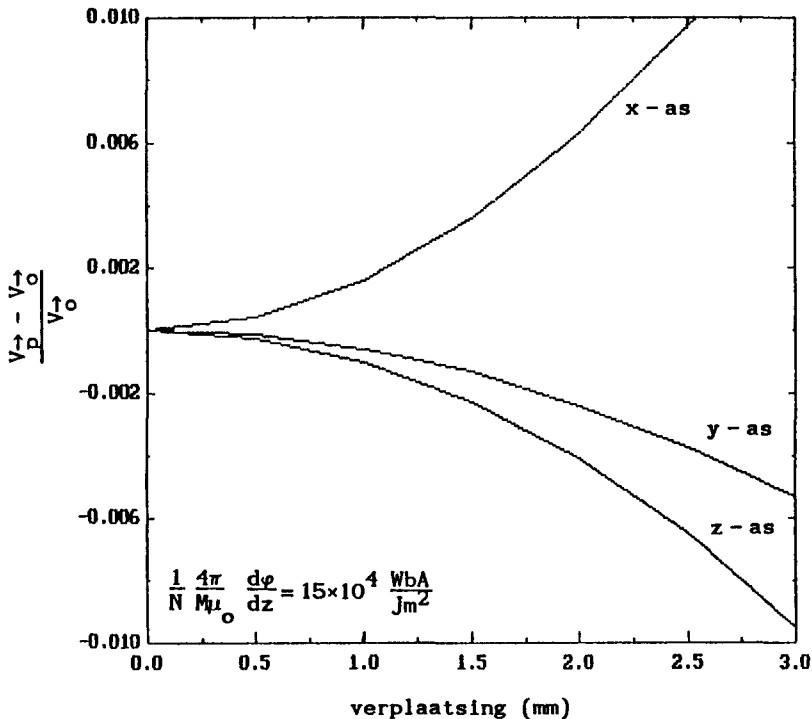


Figuur 30 : De afstand in de z-richting waarbinnen

$$| [1 - \varphi(z)/z(d\varphi/dz)_z] | < 0.01 .$$

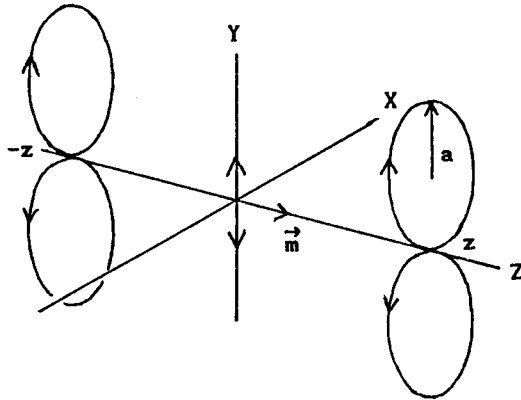
(voor tabelvorm van deze figuur zie appendix C)

Er treedt een maximum in de lineariteit (ongeveer 10 mm) bij een onderlinge afstand van de twee spoelen van  $2d = 16$  mm. Tussen een grote gevoeligheid en een goede lineariteit moet een compromis worden gekozen. Voor een dergelijk compromis is in figuur 31 de relatieve uitgangsspanning bij verplaatsing van de evenwichtspositie van het preparaat langs de verschillende assen weergegeven.



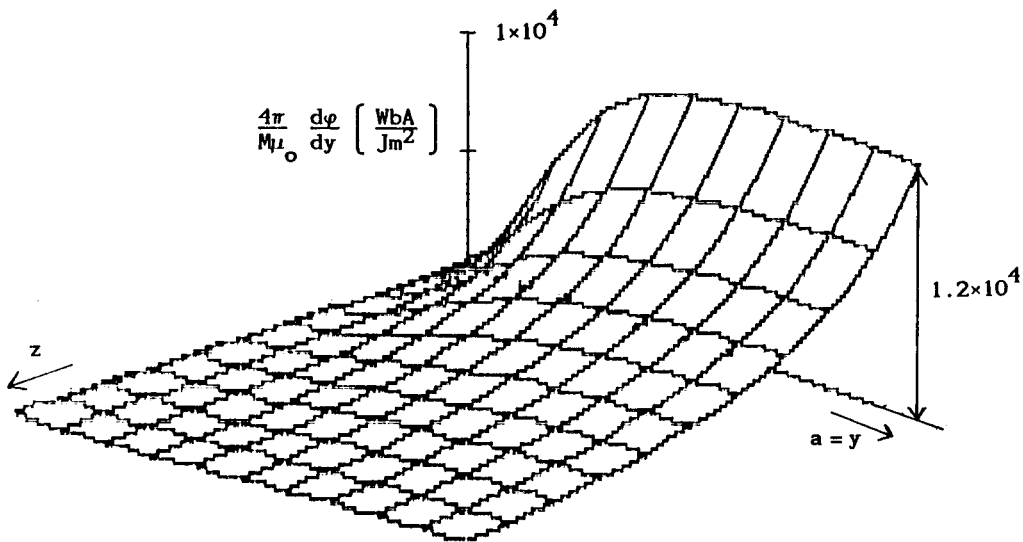
Figuur 31 : De relatieve afwijking van de uitgangsspanning bij verplaatsting van de evenwichtspositie van het preparaat langs de verschillende assen.

Deze meetspoel is 30 maal minder gevoelig dan de geconstrueerde Helmholtz spoel.



Figuur 32 : Een mogelijke meetspoel bij gebruik van een flowcryostaat.

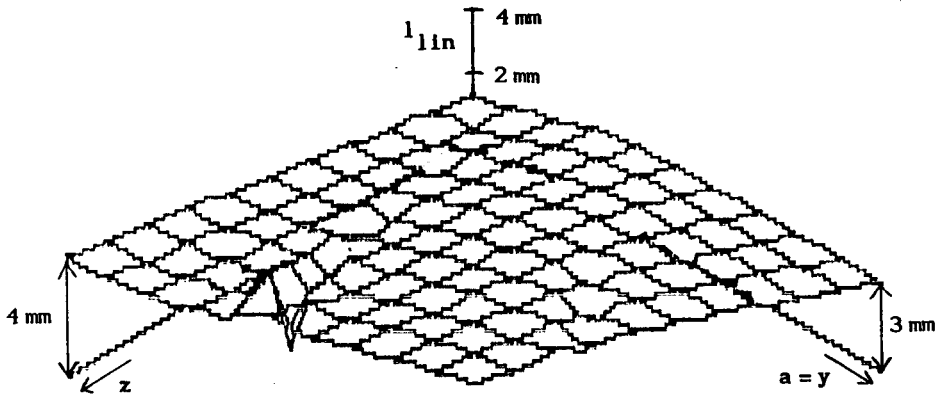
Het tweede type meetspoel is weergegeven in figuur 32. De gevoeligheid als functie van de straal  $a$  en afstand  $z$  staat weergegeven in figuur 33.



Figuur 33 : De berekende gevoeligheid ( $d\varphi/dy$ ) als functie van de straal  $a$  en de afstand  $z$  tot de flowcryostaat.  
(voor tabelvorm van deze figuur zie appendix C)

Voor een grote gevoeligheid moet de straal  $a$  zo groot mogelijk en de afstand  $z$  zo klein mogelijk zijn.

In figuur 34 is weer de afstand weergegeven waarbinnen slechts 1% afwijking van een zuiver lineaire gedrag optreedt.



Figuur 34 : De afstand in de z-richting waarbinnen

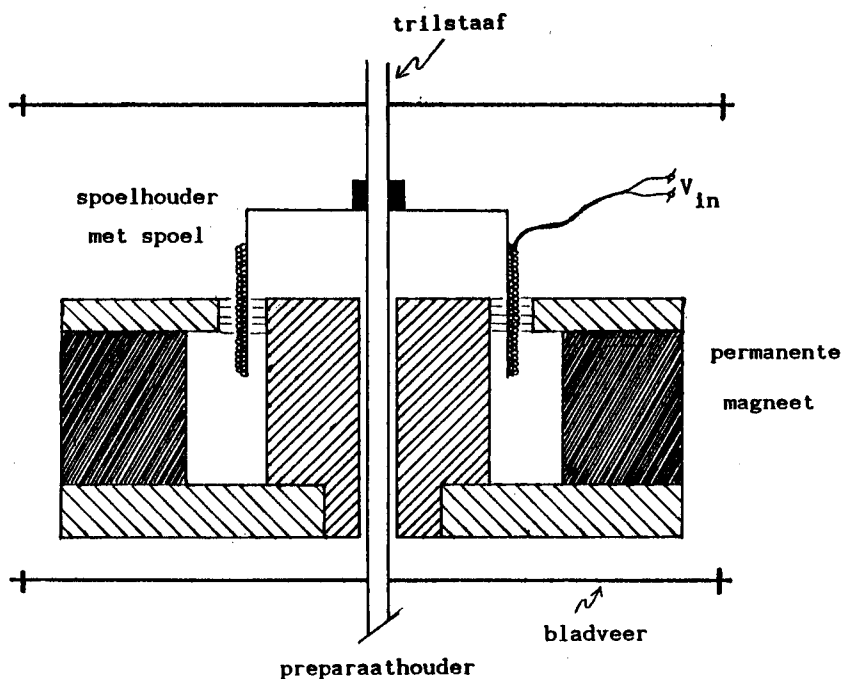
$$\left| \left[ 1 - \frac{\varphi(y)}{y} \frac{d\varphi}{dy} \right]_{y_0} \right| < 0.01 .$$

(voor tabelvorm van deze figuur zie appendix C)

Men ziet dat deze geleidelijk toeneemt bij toename van de straal en bij toename van de afstand tot de cryostaat. Er moet dus ook in dit geval weer een compromis worden gekozen.

## Hoofdstuk 6 : De transducer

De positie van het preparaat wordt gemoduleerd met behulp van een transducer. De kern hiervan wordt gevormd door een magneetsysteem uit een luidspreker, type AD 1255/M7 ,fabrikaat Philips, zoals is weergegeven in figuur 35.



Figuur 35 : Een schematisch overzicht van de transducer.

In de luchtspleet hiervan is een cilindrische spoel aangebracht. Deze spoel is gewikkeld rond een messing spoelvorm. Hierdoor wordt een goede koeling van de spoel verkregen, de zelfinductie ervan verkleind en een zekere mate van elektrische demping verkregen. Om de spoel in het midden te houden zijn twee bladveren aangebracht. Deze zorgen er tevens voor dat het preparaat niet kan torderen. De transducer is ontworpen voor een werkamplitude van 0 - 4 mm.

Van de zo verkregen transducer kan een eenvoudig model worden opgesteld. Voor het krachtenevenwicht krijgt men bij verwaarlozing van de wrijving c.q. de elektrische demping:

$$Bil = m \frac{d^2 y}{dt^2} + Cy - mg \quad (48)$$



Hierin is  $B$  de magnetische inductie in de luchtspleet,  $i$  de stroom door de spoel,  $l$  de lengte van het gedeelte van de draad op de spoel welke zich in de magnetische inductie  $B$  bevindt,  $m$  de totale massa van de spoel en preparaathouder,  $y$  de uitwijking,  $C$  de totale veerconstante van de bladveren en  $g$  de versnelling van de zwaartekracht.

Bij verwaarlozing van de zelfinductie krijgt men voor de totale elektrische spanning over het circuit:

$$V_{in} = iR + Bl \frac{dy}{dt} \quad (49)$$

Hierin is  $V_{in}$  de spanning die wordt aangeboden en  $R$  de weerstand van de spoel.

Uit (48) en (49) vindt men door eliminatie van  $i$ :

$$m \frac{d^2y}{dt^2} + \frac{B^2 l^2}{R} \frac{dy}{dt} + Cy - mg = \frac{Bl}{R} V_{in} \quad (50)$$

De harmonische oplossing van deze differentiaalvergelijking wordt gegeven door:

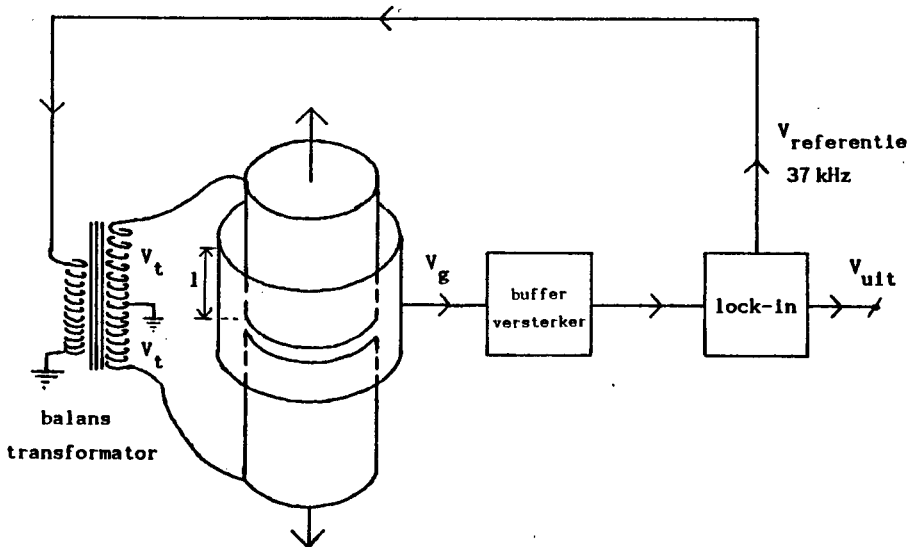
$$\hat{y} = \frac{\frac{Bl}{R} \hat{V}_{in}}{-m\omega^2 + j \frac{B^2 l^2}{R} \omega + C} \quad (51)$$

Hierin zijn  $\hat{y}$  en  $\hat{V}_{in}$  de amplitude van respectievelijk de uitwijking en de ingangsspanning.

De amplitude is dus afhankelijk van de frequentie en de totale massa. Hierbij is nog geen rekening gehouden met de invloed van de wrijving c.q. demping en de zelfinductie van de spoel. Met behulp van een volgeregeling kan men de amplitude nagenoeg onafhankelijk van al deze factoren maken. Hiervoor moet de uitwijking worden gemeten.

Er is gekozen om deze capaciteif te meten [14]. De kern van de verplaatsingsopnemer wordt gevormd door twee cilindrische condensatoren met een gemeenschappelijke buitenplaat. De binnenplaten zijn bevestigd aan de trilstaaf. Bij verplaatsing zal hiervan de ene

condensatorhelpt in capaciteit toe- en de andere in capaciteit afnemen. Om deze verandering te kunnen meten zijn de condensatoren opgenomen in een brugschakeling. Een overzicht van de meetopstelling van de verplaatsingsmeter is weergegeven in figuur 36.



figuur 36 : Een schematisch overzicht van de verplaatsingsmeter.

Het referentiesignaal van 37 kHz van de lock-in versterker wordt toegevoerd aan een balanstransformator. Hierdoor ontstaan twee wisselspanningen van gelijke grootte maar tegengestelde fase. Deze worden vervolgens aan de twee condensatoren toegevoerd. De verschilspanning die nu ontstaat op de gemeenschappelijke buitenplaat wordt één keer versterkt en vervolgens toegevoerd aan de lock-in versterker. De bufferversterker is vlak bij de condensator gemonteerd om de capacitieve invloed van de coax-kabels tussen de transducer en de lock-in versterker te elimineren.

De spanning  $V_g$  op de buitenplaat in onbelaste toestand wordt nu gegeven door:

$$\frac{V_g}{V_t} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \tag{52}$$

Hierin is  $V_t$  de spanning van de transformator, terwijl  $C_1$  en  $C_2$  de waarden van de twee condensatoren zijn.

Nu geldt er voor de verplaatsingopnemer:

$$\begin{aligned} C_1 &= C + \Delta C \\ C_1 &= C - \Delta C \end{aligned} \tag{53}$$

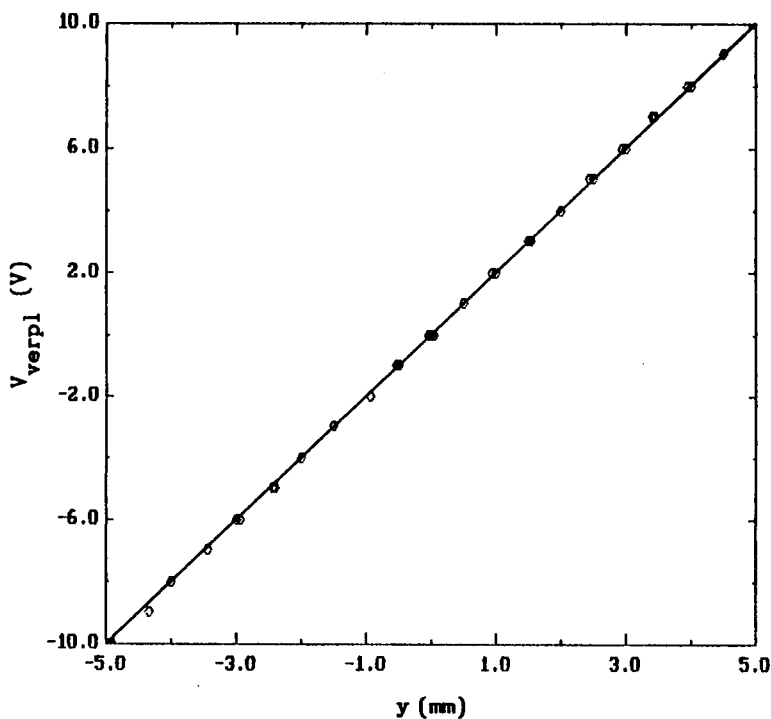
waarbij C de waarde van de condensatoren is als de uitwijking nul is. Vergelijking (53) is nu te schrijven als:

$$\frac{V_g}{V_t} = \frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta y}{l}, \tag{54}$$

waarbij is verondersteld dat de afstand tussen de binnenste en buitenste condensatoren veel kleiner is dan de afmetingen van deze platen. Verder is y de uitwijking en l de effectieve lengte van een condensatorhelft als  $y=0$  (zie figuur 36).

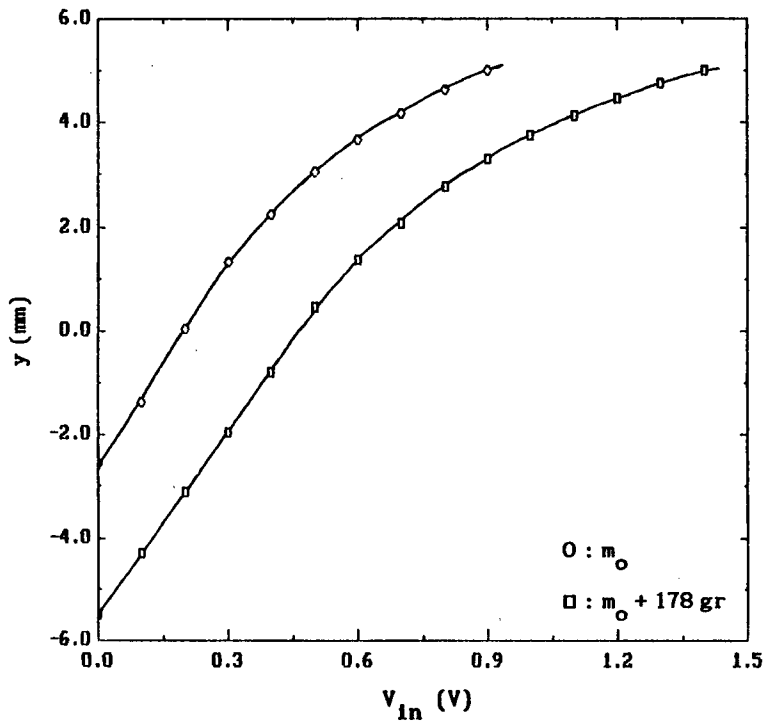
De verhouding van  $V_g$  en  $V_t$  is dus evenredig met de uitwijking.

De gemeten uitgangsspanning van de lock-in versterker is weergegeven in figuur 37 als functie van de uitwijking. Deze verloopt lineair binnen 1% met de verplaatsing.



Figuur 37 : De gemeten uitgangsspanning van de verplaatsingsmeter  $V_{verpl}$  als functie van de uitwijking y.

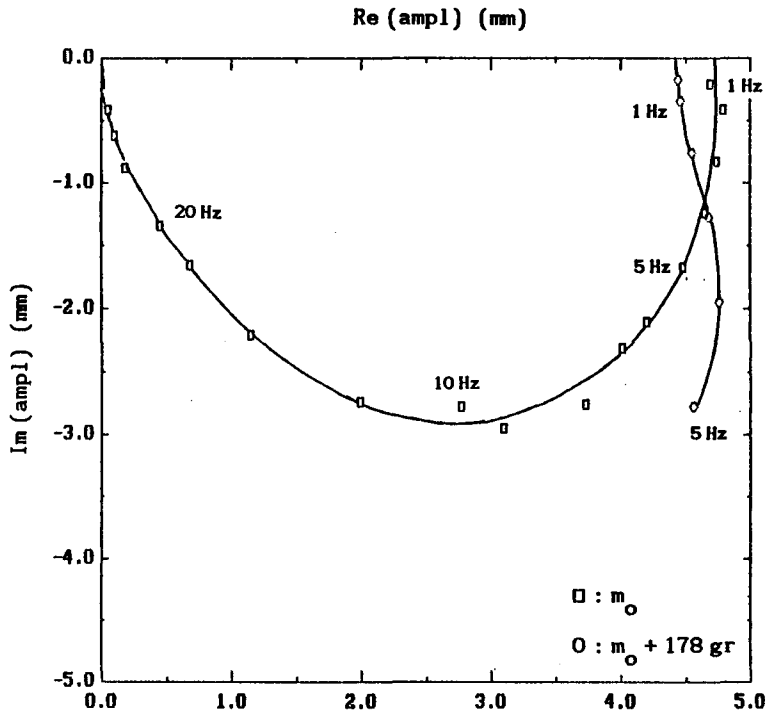
De met behulp van de verplaatsingsmeter gemeten statische uitwijking van de transducer als functie van de gelijkspanning is weergegeven in figuur 38.



Figuur 38 : De gemeten statische uitwijking  $y$  van de transducer als functie van een aan de ingang aangeboden gelijkspanning  $V_{in}$ .

Deze verloopt niet lineair hetgeen zeer waarschijnlijk wordt veroorzaakt doordat de veerconstante nogal sterk afhangt van de uitwijking. Bij inspectie bleek een van de bladveren inderdaad nogal onregelmatig door te buigen.

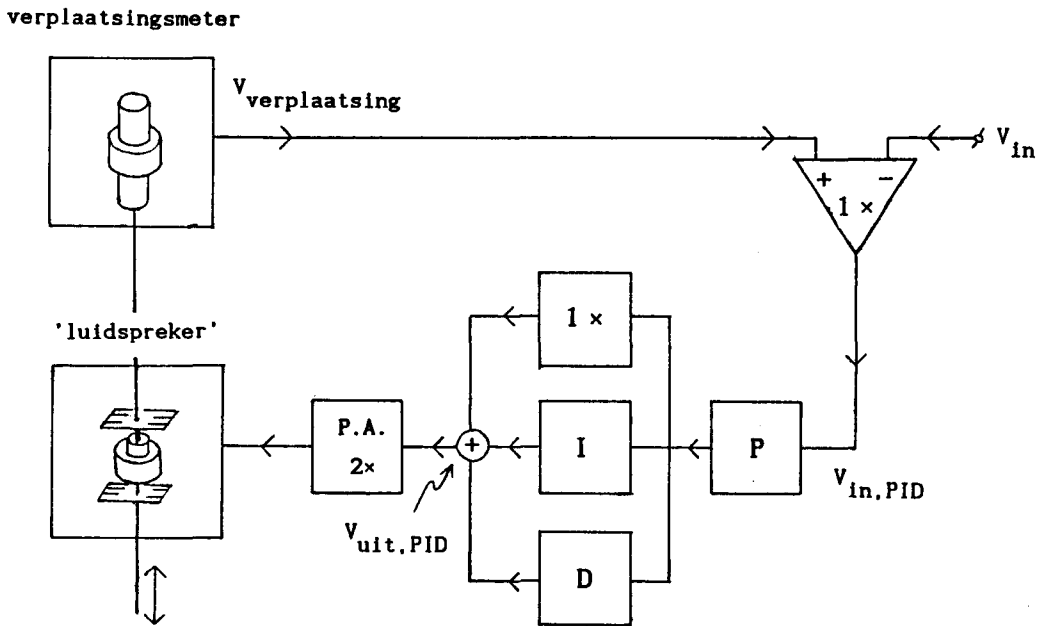
De gemeten overdrachtsfunctie van de transducer is weergegeven in figuur 39 in de vorm van een Bodediagram.



Figuur 39 : De gemeten overdrachtsfunctie van de transducer in de vorm van een Bodediagram bij een sinusvormige ingangsspanning met een amplitude van 5 V .

In het werkgebied van de magnetometer (0 - 5 Hz) treedt, zowel met als zonder extra gewicht aan de trilstaaf, een maximale afwijking in de amplitude op van 16%. De tijdsconstante van de lock-in versterker ( zie appendix D) heeft in het frequentiegebied geen meetbare invloed.

In figuur 40 is de totale opstelling van de transducer weergegeven met de volgreling.



Figuur 40 : Een schematisch overzicht van de transducer met volgreling.

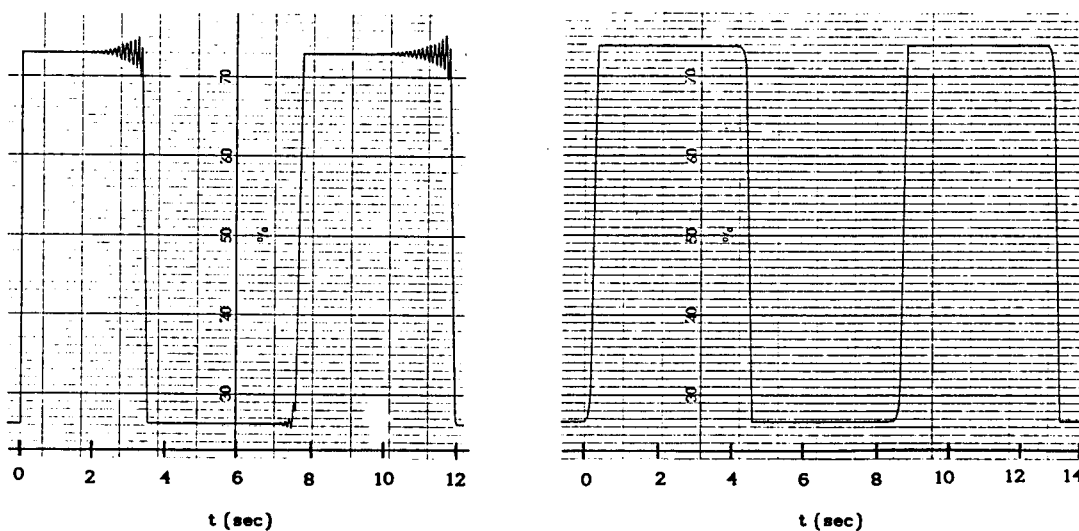
De uitgangsspanning van de verplaatsingsmeter en het te volgen signaal worden toegevoerd aan een verschilversterker met een versterking van één keer. De verschilspanning gaat vervolgens naar PID-regelaar. Voor de PID-regelaar geldt in eerste orde benadering:

$$V_{\text{uit,PID}} = P \left( 1 + \frac{1}{j\omega\tau_1} + j\omega\tau_2 \right) V_{\text{in,PID}} \quad (55)$$

Hierin is P de proportionele versterking,  $\tau_1$  de tijdconstante van de integrator en  $\tau_2$  de tijdconstante van de differentiator.

De uitgangsspanning van PID-regelaar wordt met een vermogensversterker twee keer versterkt en toegevoerd aan de 'luidspreker'.

Voor de afregeling van de PID-regelaar kan gebruik worden gemaakt van de gemeten overdrachtsfunctie [15]. Men ziet dat er een grote waarde van  $\tau_1$  moet worden gebruikt, want anders komt de resonantiefrequentie van het systeem te laag te liggen. Er is daarom gekozen voor een integrator met een RC-tijd van 25 sec. Vervolgens kan dan met  $\tau_2$  de resonantie frequentie van het systeem enigzins worden verschoven. De exacte afregeling van P en D heeft plaatsgevonden via de responsie op een blokgolfvormige ingangsspanning  $V_{in}$  (zie figuur 41). Bij de zo verkregen overdrachtsfunctie is de afwijking van de amplitude, met en zonder extra gewicht, in het werkgebied van 0 - 5 Hz maximaal 1%.



*Figuur 41 : De gemeten blokgolfresponsie bij slechte en goede afregeling.*

Bij afwezigheid van  $V_{in}$  zal de integrator de uitwijking  $y$  op nul regelen. Hierbij is gebruik gemaakt voor de bepaling van  $B1$  (meting  $\Delta i$  bij aanbrengen extra gewicht aan de trilstaaf) en de  $m_0$  (meting  $i_0$ ). De resultaten waren  $m_0 = 120 \text{ gr}$  ,  $B1 = 10 \text{ Tm}$  .

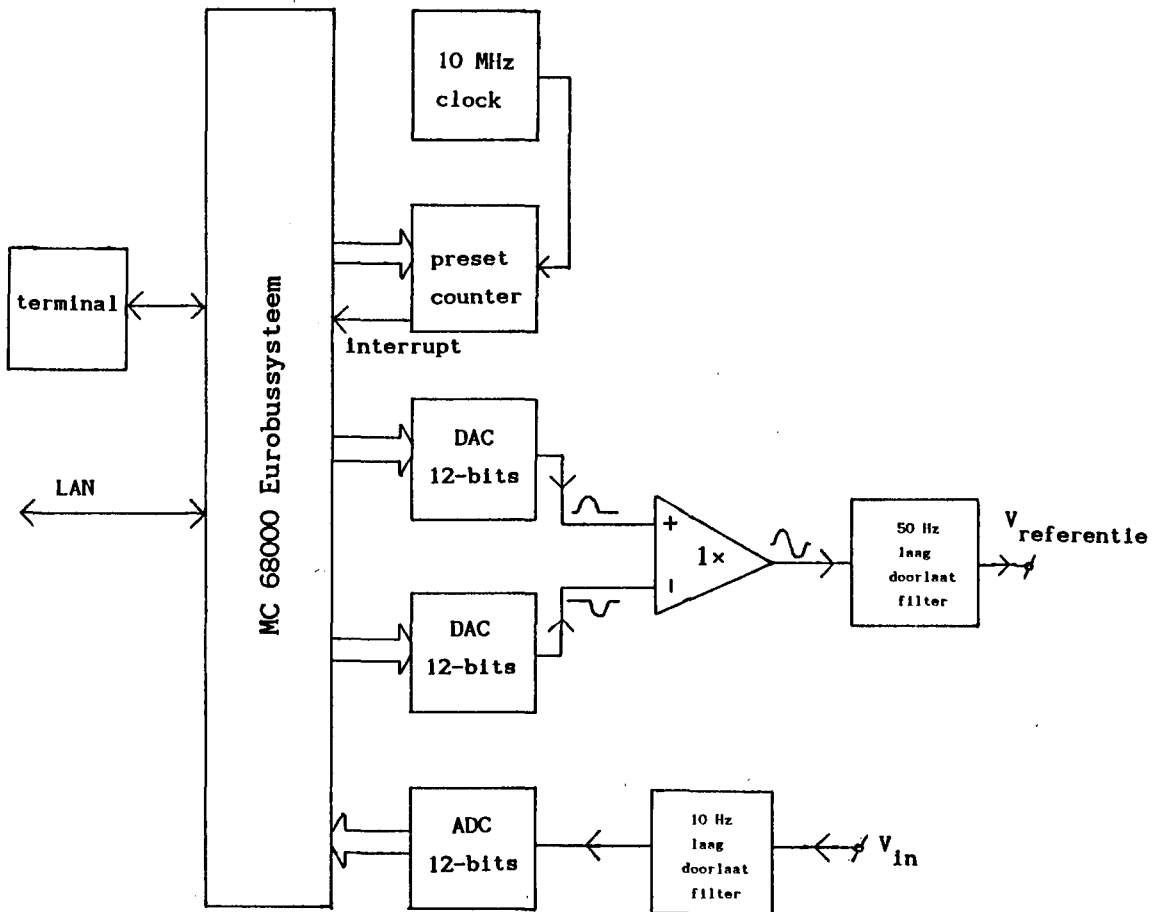
## Hoofdstuk 7: De digitale lock-in versterker

Bij de magnetometer is vanwege het lage frequentiegebied van 0-5 Hz gebruik gemaakt van een digitale lock-in versterker. De werking hiervan is in grote lijnen gelijk aan die van een analoge lock-in versterker. Het verschil wordt veroorzaakt door de interne verwerking van de signalen. Een digitale lock-in versterker verwerkt de signalen discreet; bij een analoge gebeurt dit continu. Het grote voordeel van een digitale lock-in versterker bij lage frequenties is de grote stabiliteit, de afwezigheid van 'inschakelverschijnselen', zoals die in corresponderende analoge schakelingen met grote tijdsconstante zouden optreden, en het bedieningsgemak. Van de gebruikte computergestuurde lock-in versterker zal in § 7.1 de hardware en in § 7.2 de software besproken worden.

### 7.1: Hardware

Een schematisch overzicht van de hardware is weergegeven in figuur 42. De kern van de hardware wordt gevormd door een Eurobussysteem, dat gestuurd wordt door een 16/32-bits MC 68000 microprocessor. Dit systeem is verbonden met een terminal voor de in- en uitvoer van de gegevens en via een 10 Mbaud local area network met een zogenaamde file-server. Bij het opwekken van een sinusvormig uitgangssignaal wordt gebruik gemaakt van twee DAC's (Digitaal AnalooG Converters). Deze 12-bits DAC's kunnen spanningen tussen 0 en 10 V afgeven. De uitgangen van de DAC's worden toegevoerd aan een verschilversterker met een versterking van één maal. Met behulp van de twee DAC's worden nu twee periodieke signalen bestaande uit de positieve helften van een sinusvormig signaal opgewekt. Als deze 180° uit fase zijn ontstaat er aan de uitgang van de verschilversterker een volledige sinus. Deze uitgangsspanning verloopt echter nog met kleine stapjes. Na filtering met een tweede orde 50 Hz laagdoorlaatfilter wordt een continue spanning verkregen. Deze spanning wordt aangeboden aan de ingang van de transducer-schakeling (zie hoofdstuk 6).





*Figuur 42 : Schematisch overzicht van de hardware.*

Het signaal dat afkomstig is van de fluxgate galvanometer (zie hoofdstuk 4) wordt eerst gefilterd met behulp van een tweede orde laagdoorlaatfilter van 10 Hz. Het uitgangssignaal hiervan wordt vervolgens toegevoerd aan een 12-bit ADC (Analoog Digitaal Converter). Deze kan spanningen omzetten tussen -5 en +5 V.

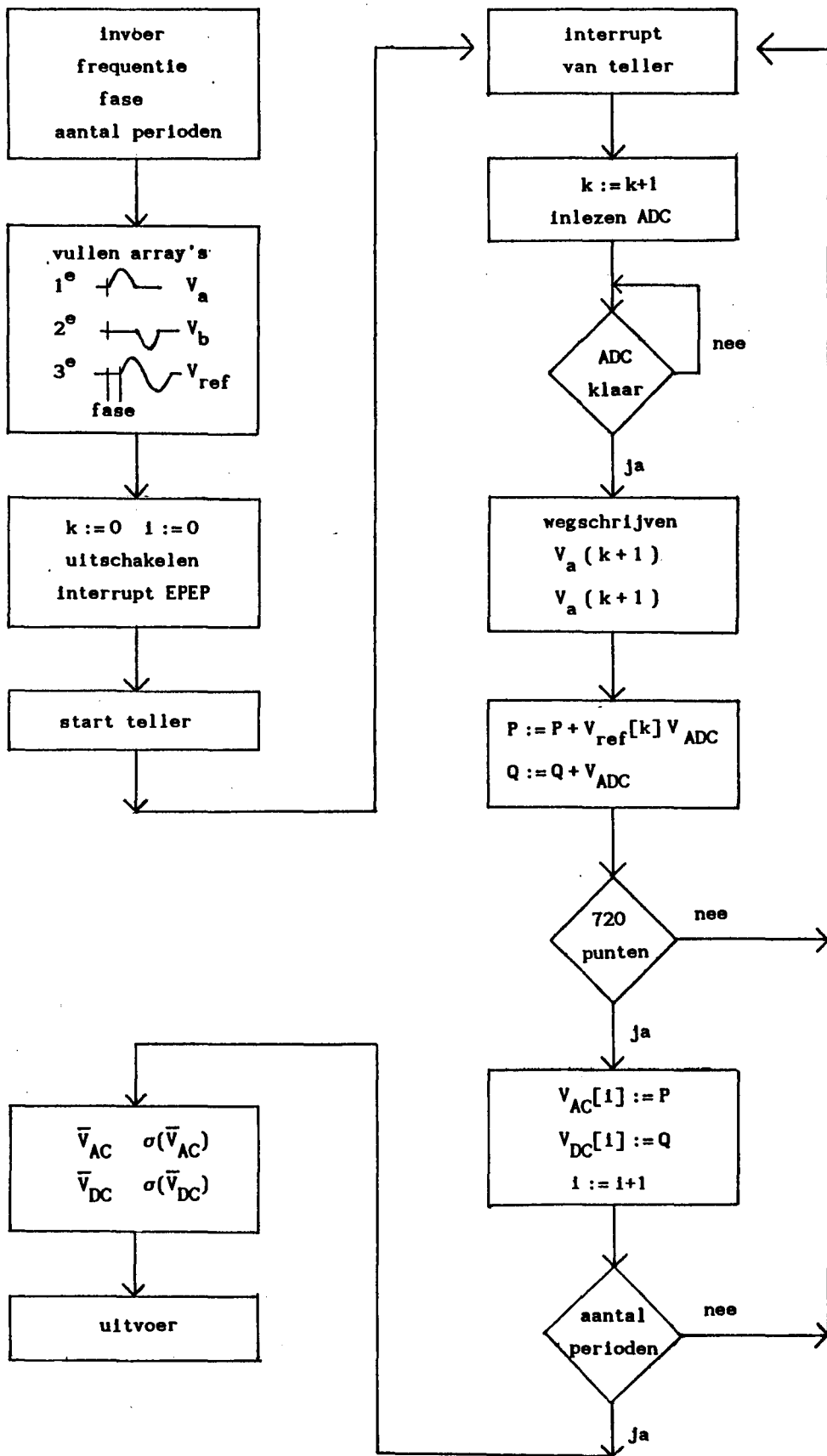
Als interne klok voor het opwekken en inlezen van de verschillende signalen wordt gebruik gemaakt van een programmeerbare teller, die gestuurd wordt door een klokfrequentie van 10 MHz. Na een programmeerbaar aantal klokperiodes geeft de teller een interrupt aan de microprocessor. Deze reageert hierop door het afhandelen van een zogenaamde interruptroutine, die in de volgende paragraaf zal worden beschreven

## 7.2: Software

Een flowdiagram van de gebruikte software is weergegeven in figuur 43. Het inlezen van de gegevens en de verwerking van de meetresultaten wordt uitgevoerd in de hogere programmeertaal EPEP (Eindhoven Program Editor and Processor). Allereerst worden de frequentie en de relatieve fase gevraagd aan de experimentator, alsmede het aantal perioden gedurende welke dient te worden gemeten. Aan de hand hiervan worden twee array's gevuld voor het maken van het sinusvormige uitgangssignaal. Een derde array wordt tot slot gevuld met een sinustabel voor het referentiesignaal met de opgegeven relatieve fase ten opzichte van het uitgangssignaal. Elke van deze tabellen is opgebouwd uit 720 punten en bevat het verloop over één periode.

Vervolgens wordt de teller geprogrammeerd en gestart. De normale interruptroutine van EPEP wordt hierbij uitgeschakeld en vervangen door een specifieke nieuwe routine. Deze nieuwe interruptroutine vormt de softwarekern van de digitale lock-in versterker. Vanwege de vereiste verwerkingssnelheid is deze geschreven in de M68000 Assembly language en als machine-code routine in het computer geheugen geladen.

Na een interrupt van de programmeerbare teller wordt allereerst de ADC ingelezen. Als de ADC-conversie klaar is worden de met het volgende punt corresponderende getallen uit de array's naar de ADC's geschreven. De ingelezen waarde wordt vermenigvuldigd met de lopende waarde uit de referentietabel en bij het resultaat van een eventuele vorige vermenigvuldiging opgeteld. Tevens wordt de ingelezen waarde rechtstreeks opgeteld bij een eventuele vorige. Na afloop van één periode worden de resultaten van beide sommaties weggeschreven naar twee array's. Daarna wordt gecontroleerd of het opgegeven aantal periodes waarover gemeten dient te worden bereikt is. Als dit het geval is wordt de programmeerbare teller uitgezet en weer overgeschakeld naar de normale interruptroutine van EPEP.



Figuur 43 : Flowdiagram van de software van de digitale lock-in versterker.

Na afloop van een meting zijn er dus twee array's, met een lengte corresponderend met het opgegeven aantal perioden in het geheugen aanwezig.

De elementen van deze array's vormen respectievelijk de integraal van het produkt van het en ingangssignaal en het referentie signaal en de integraal van de ingangsspanning per periode;

$$V_{ac}[i] = \sum_{k=1}^{720} V_{in}(k) \sin(2\pi \frac{k}{720} + \varphi) \quad (60)$$

$$V_{dc}[i] = \sum_{k=1}^{720} V_{in}(k)$$

Uit deze arrayelementen krijgt men dus na schaling de amplitude28Xvade wisselspanning en de gemiddelde spanning in één periode. Hiervan wordt vervolgens voor het opgegeven aantal perioden de gemiddelde waarde en de standaarddeviatie van deze gemiddelde waarde uitgerekend.

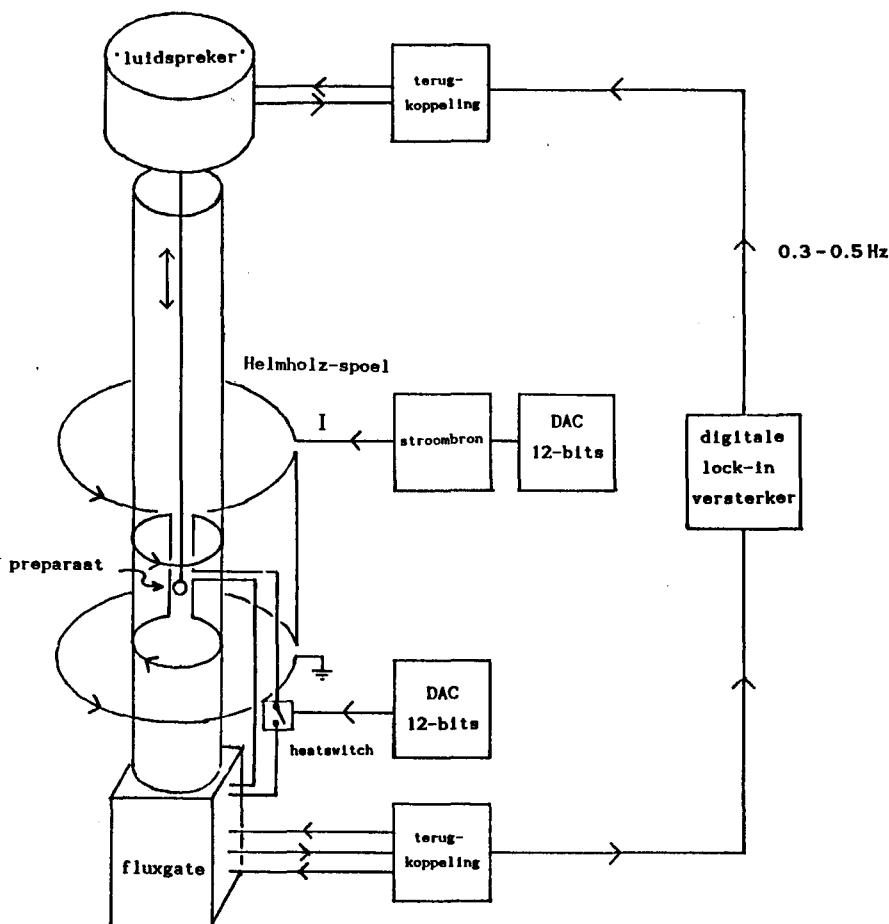
Een listing van de betreffende EPEP programma's en de source tekst van het interuptroutine zijn te vinden in appendix B.

## Hoofdstuk 8: De fluxgate magnetometer

De in de vorige hoofdstukken beschreven onderdelen zijn samengebouwd tot een fluxgate magnetometer. Deze zal in § 8.1 globaal besproken worden. In § 8.2 zullen de ijkmetingen behandeld worden. Tot slot zal in § 8.3 de signaal-ruis verhouding besproken worden en de daaruit verkregen gevoeligheid van de fluxgate magnetometer.

### 8.1: Opstelling

Een overzicht van de geconstrueerde magnetometer is weergegeven in figuur 44. Met behulp van de transducer wordt het preparaat op en neer



Figuur 44 : Schematisch overzicht van de fluxgate magnetometer-opstelling.

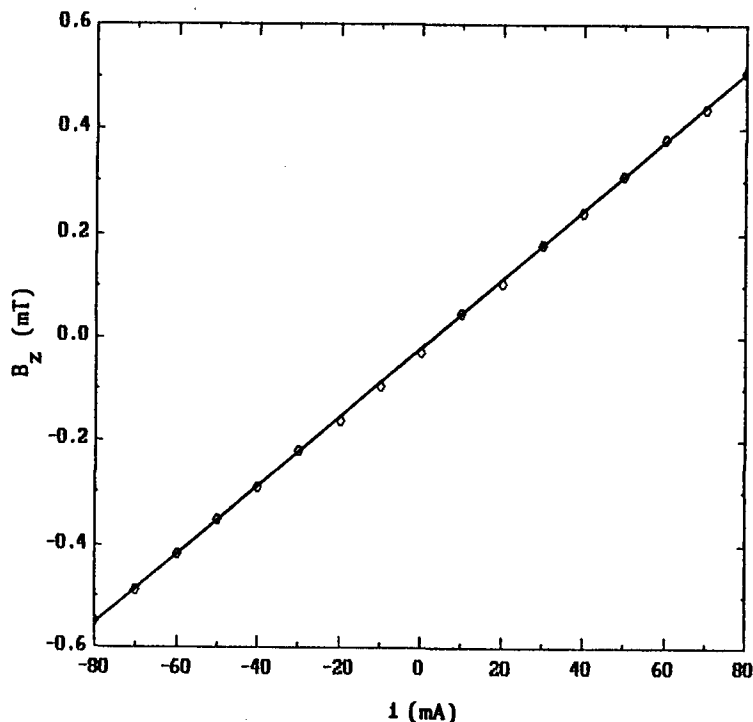
bewogen in de Helmholtz meetspoel. De transducer wordt gestuurd door het sinusvormige uitgangssignaal van de digitale lock-in versterker. De flux van het preparaat wordt gemeten met de fluxtransformator en de teruggekoppelde fluxgate galvanometer. De uitgangsspanning van de galvanometer wordt tenslotte fasegevoelig gedetecteerd met de digitale lock-in versterker.

Het prototype van de 'insert' (het kryogene gedeelte van de magnetometer) is volledig vervaardigd uit perspex. Hierbij is er voor gezorgd dat het gedeelte van de preparaathouder dat zich in de meetspoel bevindt een constante doorsnede heeft, zodat zich bij modulatie van de positie van de trilstaaf in verticale richting altijd een zelfde hoeveelheid perspex in de meetspoel bevindt. De (dia)magnetische bijdrage van het perspex zal dan een constante nulpuntsafwijking geven.

In de supergeleidende kring van de fluxtransformator is ook nog een 'heat-switch' opgenomen. Deze is aangebracht om de kring te kunnen onderbreken. Bij aanwezigheid van een externe magnetische inductie kan de totale omvatte flux namelijk zo groot worden dat de integrator van de galvanometer buiten zijn werkgebied raakt. De bediening van de 'heat-switch' gebeurt met behulp van de computer, welke via een apart ADC-kanaal de integratorspanning van de galvanometer uitleest.

De 'heat-switch' bestaat uit een stookelement, waarmee een stukje van de supergeleidende kring tot boven de sprongtemperatuur gebracht kan worden. Door de zo ontstane weerstand zal de inductiestroom met een halfwaardetijd van  $L/R$  afnemen.

Met behulp van een Helmholtz-spoel kan tot slot een homogeen magneetveld in de modulatie-richting ter plaatse van de meetspoel worden opgewekt voor het magnetiseren van het preparaat. De gemeten totale magnetische inductie van deze spoel in de modulatie-richting is als functie van de stroom weergegeven in figuur 45. De nulpuntsafwijking hierin ontstaat door de verticale component van het aardmagneetveld. De stroombron voor de Helmholtz-spoel wordt gestuurd via een apart DAC-kanaal van de computer.



Figuur 45 : De gemeten magnetische inductie in de modulatie richting  $B_z$  als functie van de stroom  $i$  door de Helmholtz spoel.

Een voorbeeld van het totale besturingsprogramma van de magnetometer is weergegeven in appendix b.

### 8.2: De ijkmetingen

Bij de ijking van de magnetometer is gebruik gemaakt van supergeleidende loden bolletjes. Voor de magnetisatie hiervan geldt;

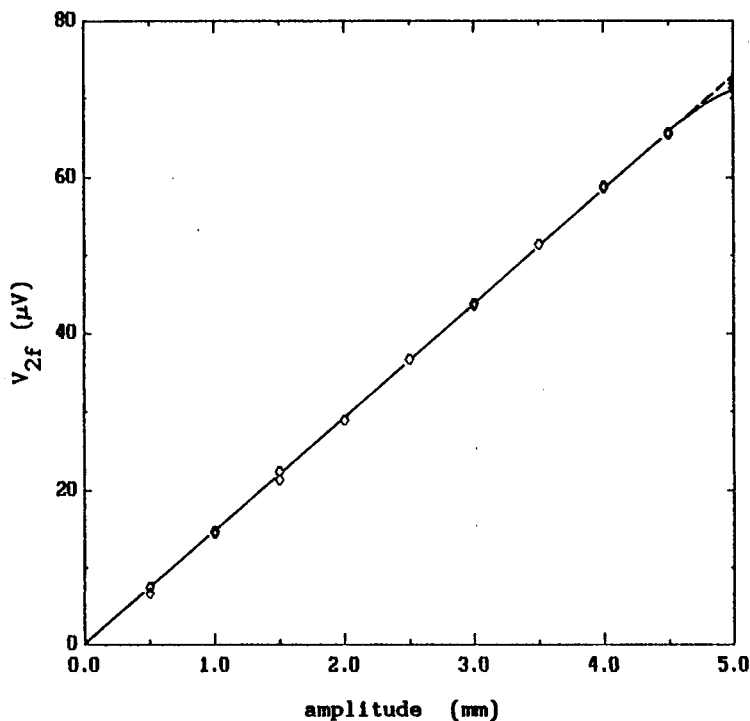
$$\vec{m} = -\frac{V}{(1 - N)} \frac{\vec{B}}{\mu_0} \quad (61)$$

waarin  $\mu_r$  gelijk aan één genomen is.

Hierin is  $V$  het volume van het preparaat,  $B$  de magnetische inductie ter plaatse van het preparaat en  $N$  een geometrische faktor welke afhangt van de vormt. Bij een ideale bolvorm geldt:  $N = 1/3$ .

Bij de nu volgende bespreking van de meetresultaten is de uitgangsspanning van de fluxgate steeds verkregen door het terugrekenen van de gemeten uitgangsspanning van de galvanometer.

De uitgangsspanning van de fluxgate is als functie van de modulatieamplitude, gemeten bij een constante magnetisatie, weergegeven in figuur 46.

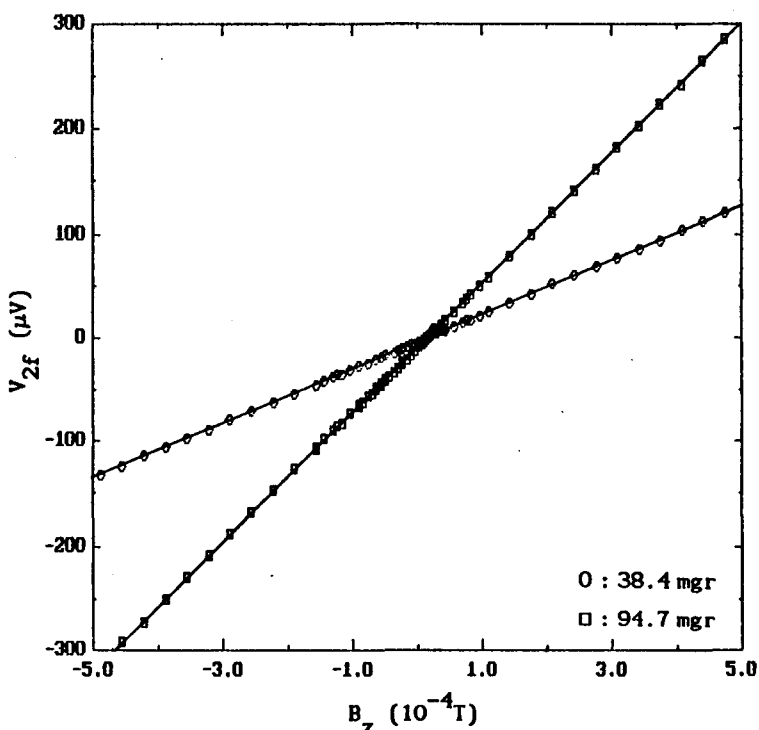


Figuur 46 : De uitgangsspanning van de fluxgate als functie van de modulatieamplitude bij een constante magnetisatie van  $1 \times 10^{-7} \text{ A/m}^2$ .

Het verloop van deze meetresultaten komt overeen met het in § 5.2 berekende verloop. Bij de verdere metingen is gebruik gemaakt van een modulatieamplitude van 4 mm. Deze keuze wordt toegelicht in § 8.3.

In figuur 47 zijn de meetresultaten weergegeven van de teruggerekend uitgangsspanning van de fluxgate als functie van de magnetische inductie in de modulatie-richting. Berekent men uit de meetresultaten met behulp van (61) de uitgangsspanning van de fluxgate





Figuur 47 : De uitgangsspanning van de fluxgate als functie van de magnetische inductie  $B_z$  in de modulatie richting

als functie van de magnetisatie in de modulatie richting dan vindt men:

$$V_{2f} = 64.445 \text{ V/Am}^2 \text{ voor } 38.4 \text{ mgr lood}$$

$$= 62.217 \text{ V/Am}^2 \text{ voor } 94.7 \text{ mgr lood}$$

Het verschil van 4% in de ijkingen heeft drie mogelijke oorzaken.

De eerste hiervan is de verandering van het uitgangssignaal door verandering van de evenwichtspositie van het preparaat in de modulatie richting. De plaatsing van het preparaat in het hart van de Helmholtz meetspoel moet in het prototype namelijk op het oog gebeuren. Met een geschatte nauwkeurigheid van 1 à 1.5 mm zou dit volgens de theoretische berekeningen in § 5.2 een maximaal verschil geven van 2 à 3%.

Een tweede mogelijke oorzaak is dat door de niet perfecte bolvorm van beide preparaten de geometrische faktor voor beide niet gelijk is.

Een derde oorzaak kan gelegen zijn in het feit dat de afmetingen van de preparaten niet verwaarloosd kunnen worden t.o.v. die van de Helmholtz spoel, zoals in de theoretische berekeningen is aangenomen.

Bij de verdere berekeningen zal gebruik worden gemaakt van het gemiddelde dat uit de twee bovenstaande ijkingen wordt verkregen.

### 8.3: De signaal-ruis verhouding

De ruis blijkt bij middeling over 10 seconden binnen de meetonnauwkeurigheid constant te blijven bij variatie van de modulatieamplitude. Dit in tegenstelling tot de uitgangsspanning (zie figuur 46). De signaal-ruis verhouding blijkt dan ook evenredig toe te nemen met de amplitude. Er is daarom gekozen om te werken bij de maximale modulatieamplitude van 4 mm waarvoor de transducer was ontworpen.

De signaal-ruis verhouding als functie van de modulatiefrequentie is weergegeven in tabel 5. Deze blijkt binnen het gebied van 1 tot 5 Hz toe te nemen met de modulatiefrequentie.

f (Hz)	S/N
1	32
2	44
3	-
4	59
5	65

tabel 5: De signaal-ruis verhouding verkregen bij middeling over 40 seconden als functie van de modulatiefrequentie bij een magnetisatie van  $6 \times 10^{-8} \text{ Am}^2$

Voor de effectieve ruis-spanning gemiddeld over 10 seconden bij een modulatiefrequentie van 1 Hz en een tankveldamplitude van 68 A/m wordt gevonden:  $N = 0.3 \times 10^{-6} \text{ V}$ . De gevoeligheid van de magnetometer wordt gedefinieerd als de grootte van het magnetisch moment waarbij de signaal-ruis verhouding één wordt. Voor de geconstrueerde magnetometer krijgt men dan een gevoeligheid van  $5 \times 10^{-9} \text{ Am}^2$ . Deze gevoeligheid is vrijwel gelijk aan een in de literatuur gerapporteerde waarde [2] voor een vergelijkbare magnetometer.

## Hoofdstuk 9: Conclusies en aanbevelingen

In dit hoofdstuk zullen enkele conclusies en aanbevelingen worden gegeven met betrekking tot de verschillende delen van de fluxgate magnetometer.

### - De fluxgate galvanometer

De werking en de meetresultaten van de fluxgate galvanometer kunnen goed worden beschreven met een vereenvoudigde theorie.

De ruis van de galvanometer wordt volledig gedomineerd door de Barkhausen ruis van het ferromagnetische materiaal van de kern van de fluxgate. Voor een optimale signaal-ruis verhouding en een minimale offset bij 4.2 K moet gebruik worden gemaakt van een tankveldamplitude groter dan 80 A/m.

Met behulp van de aangebrachte terugkoppeling wordt de fluxgate galvanometer binnen het lineaire deel van het werkgebied gehouden. Door deze terugkoppeling wordt de overdrachtsfunctie in het werkgebied van 0.3 - 5 Hz verbeterd.

Een gevolg van de terugkoppeling is dat de zelfinductie van de ingangswikkeling van de fluxgate voor lage frequenties afhangt van de rondgaande versterking.

### - De fluxtransformator

Met behulp van een vrij grof theoretisch model kunnen de verschillende metingen aan de fluxtransformator toch redelijk beschreven worden zolang deze de fluxgate galvanometer niet teveel belast.

Bij de gebruikte tankveldamplitude wordt de signaal-ruis verhouding niet gedomineerd door externe ruis. Deze verhouding wordt mede bepaald door de belasting van de galvanometer door de fluxtransformator.

Onderzocht zal nog moeten worden wat de precieze invloed van de fluxtransformator op de transimpedantie en de Barkhausen ruis is.

- De fluxgate magnetometer

Met de geconstrueerde fluxgate magnetometer wordt een gevoeligheid bereikt van  $5 \times 10^{-9} \text{ Am}^2$  bij 1 Hz, een tankveldamplitude van 68 A/m en een meettijd van 10 seconden. Door gebruik te maken van een modulatiefrequentie van ca. 5 Hz kan de gevoeligheid met een faktor 2 verbeterd worden.

Door gebruik te maken van een tankveldamplitude van 80 A/m en een andere fluxtransformator lijkt nog extra faktor 2 mogelijk. Nader onderzoek zal hiervoor nodig zijn.

Bij de gebouwde magnetometer wordt hinder ondervonden van de magnetisatie van het preparaat door het aardmagneetveld. Door een supergeleidend scherm kan de opstelling voor deze en andere externe stoorvelden afgeschermd worden.

De berekende eigenschappen van de Helmholtz spoelen zullen nog gecontroleerd moeten worden. Dit geldt met name voor de verandering van het uitgangssignaal bij verandering van de evenwichtspositie van het preparaat in de modulatie-richting.

De meetspoelen voor de uiteindelijk te ontwikkelen magnetometer met flowcryostaat zouden op grond van theoretische berekeningen (zie § 5.2) een faktor 30 minder gevoelig zijn dan de in het prototype gebruikte Helmholtz meetspoel. Aannemende dat de externe ruis in dat geval nog niet overheerst zou met deze magnetometer een gevoeligheid van  $1.5 \times 10^{-7} \text{ Am}^2$  bereikt kunnen worden. Deze magnetometer zou dus even gevoelig zijn als de aanwezige Foner magnetometer, althans volgens specificaties van de fabrikant. Door het gebruik van andere meetspoelen, waarbij bijvoorbeeld de opgevangen flux wat minder lineair varieert met de positie van het preparaat, kan waarschijnlijk toch een gevoeliger magnetometer worden geconstrueerd. Hiervoor is nader onderzoek nodig.

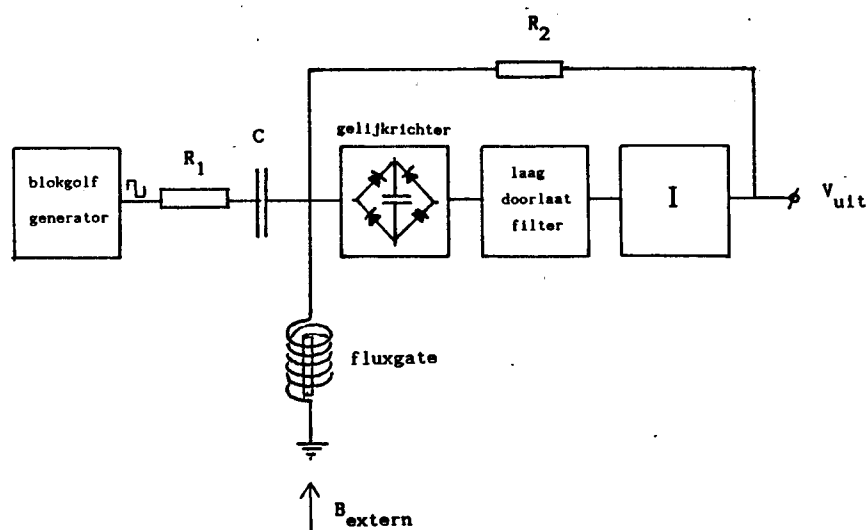
Voor metingen aan preparaten bij lage magneetvelden bij 4.2 K is het huidige prototype al goed bruikbaar. Als de aanwezige perspex geleidebuis zou kunnen worden vervangen door een anti-kryostaat met vergelijkbare afmetingen, zou men de beschikking krijgen over een magnetometer opstelling die circa een factor 100 gevoeliger is dan de thans aanwezige Foner opstelling.

## Hoofdstuk 10: Literatuur

- [1] Foner S., Rev. Sci. Instrum. 30, 548 (1959).
- [2] Perenboom J.A.A.J., Physica 107B, 589 (1981).
- [3] de Groote A.M.W., *Metingen aan een proefopstelling van een fluxgate magnetometer*, stageverslag TUE, jan 1988.
- [4] Bell D.A., *Noise and the solid state*, Pentech Press Limited, Plymouth (1985).
- [5] Williams F.C., Noble S.W., Proceedings I.E.E. 97, part II, 445 (1950).
- [6] Weiner M.M., I.E.E.E.Trans. on Magnetics, MAG-5, 98 (1969).
- [7] Primdahl F., J. Phys. E 12, 241 (1979).
- [8] Perenboom J.A.A.J., *Magnetic properties of small metallic particles and of some organo-metallic clusters*, proefschrift, KUN, (1979).
- [9] Bowden G.J., J. Phys. E 5, 1115 (1972).
- [10] Pacyna A.W., J. Phys. E 15, 663 (1982).
- [11] Mallison J., J. Appl. Phys. 37, 2514 (1966).
- [12] Jackson J.D., *Classical Electrodynamics*. John Wiley & Sons Inc., New York, (1975)
- [13] Bragg E.E., Seehra M.S., J. Phys E 9, 216 (1976).
- [14] Castenmiller T., *Ontwerp en constructie van een capacitive torsie magnetometer*, stageverlag TUE, maart 1986.
- [15] Rademaker O., *Dynamische systemen*, collegedictaat TUE, No. 3.720.0
- [16] Engelter A., I.E.E.E Trans. on Magnetics, MAG-22, 299 (1986).

## Appendix A: Fluxgate veldmeter

Om magnetisatiemetingen te verrichten bij lage velden is een veldvrije preparaatruimte gewenst. Een gevoelige veldmeter zal nodig zijn om te bepalen of deze ruimte ook werkelijk veldvrij is. Met behulp van een fluxgate veldmeter kunnen nog velden in de orde van nT worden gemeten [7]. Bij deze veldmeter wordt analoog aan de fluxgate galvanometer gebruikt gemaakt van de hystereselus van ferromagnetische stoffen. Er is een eerste aanzet gegeven tot de bouw van een eenvoudige fluxgate veldmeter [16]. De gebouwde meetopstelling is in figuur 1A schematisch weergegeven.



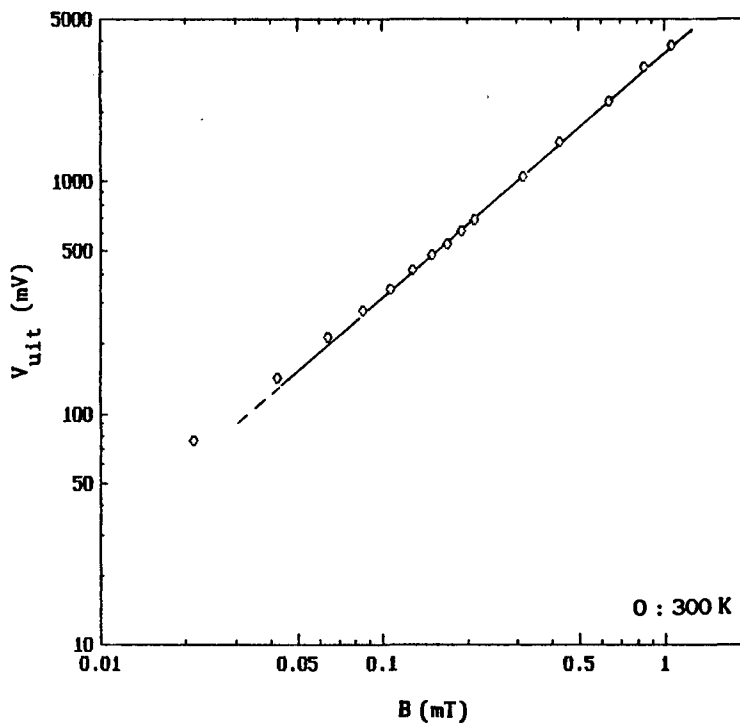
Figuur A1 : Schematisch overzicht van de gebouwde fluxgate veldmeter.

De werking is in grote lijnen als volgt: Een blokgolf van ca. 2 kHz wordt eerst versterkt met een vermogensversterker. De versterkte blokgolf wordt vervolgens via een weerstand en een condensator toegevoerd aan de fluxgate. Deze bestaat uit een strip  $\mu$ -metaal in een solenoïde. De spanning over deze fluxgate wordt bepaald door de weerstand, de condensator en de impedantie van de fluxgate zelf. Bij afwezigheid van een extern veld zal de fluxgate-impedantie in de beide halve perioden van de blokgolf op gelijke wijze veranderen. Hierdoor ontstaan er twee spanningspulsen van gelijke grootte maar tegengesteld teken. Bij aanwezigheid van een extern veld zal de fluxgate in de ene helft van de periode eerder in verzadiging gaan dan in de andere. De impedantieverandering in de beide helften van een periode zal dus niet

meer gelijk zijn. Hierdoor zullen twee pulsen van ongelijke grootte en tegengesteld teken ontstaan. Na dubbelfasige gelijkrichting van dit periodieke signaal krijgt men dus een gelijkspanning welke afhankelijk is van het externe veld. Deze gelijkspanning wordt met behulp van een laagdoorlaatfilter nog ontdaan van de aanwezige stoorpieken.

Om een lineair verloop van de uitgangsspanning van de veldmeter als functie van het externe veld te krijgen is een terugkoppeling aangebracht. Deze bestaat uit een integrator met een RC-tijd van 1 seconde. Met behulp van de integrator wordt een tegenveld opgewekt in de fluxgate. Dit gebeurt door de uitgang via een grote weerstand te verbinden met de fluxgate zodat er een gelijkstroom door de fluxgate loopt.

De gemeten uitgangsspanning van de integrator als functie van de aangelegde magnetische inductie is weergegeven in figuur A2.



Figuur A2 : De uitgangsspanning als functie van de opgewekte inductie.

Het verband hiertussen blijkt binnen de spreiding van de meetpunten lineair te zijn. Bij kleinere velden treedt er een afwijking op door het aardmagneetveld.

Om deze veldmeter tot een volwaardig service instrument te maken zal er meer onderzoek nodig zijn, met name naar het gedrag bij lage magneetvelden.

## Appendix B: Software

In deze appendix zijn de afdrukken gegeven van de verschillende gebruikte programma's

Het besturingsprogramma voor magnetometer: Programma FLUXG5.PEP

```

1000% Program fluxg5          version 1.10      Juni 1988
1020 DECLARE
1030   normv = 2047;
1040   scalevadc = 5/1023.5
1050   maxindex = 720;
1060   prscaler = 16
1070   dac010 = 2832; adc010 = 1024
1080   indexdata, indexperiod, maxperiod: nat2
1090   deltaphase, message1, message2, indexb: nat2
1100   meanvdc, sigmavdc, meanvac, sigmavac, maxfield,
1110   b1, b2, deltab, sweeprate, bstart, bstop,
1120   lastb, phaseshift: real
1130   vdcperiod, vacperiod: ARRAY 0..4095 OF integer
1140   sinustable: ARRAY 0..2*maxindex+1 OF int2
1150   reftable: ARRAY 0..maxindex OF int2
1160   magn, sigmagn, field, shiftdc, sigshft: ARRAY 0..500 OF real
1170   sinusfreq, deltatsn: real; dtpreset, nextsweep: nat2
1180   nfields: int2
1190   inputerr: boolean
1200 BEGIN
1210   init_eb
1220   cls;
1230   writeln; ster; writeln
1240   writeln('  Check the following items:')
1250   writeln
1260   writeln('  Channels 0 and 1 of the DAC should be connected')
1270   writeln('    to the driving-head power-amplifier')
1280   writeln('  Channel 4 of the DAC should be connected to')
1290   writeln('    the field-sweep unit')
1292   writeln('  Channel 5 of the DAC should be connected to')
1294   writeln('    the heat-switch driver')
1300   writeln('  Channel 0 of the ADC should be connected to')
1310   writeln('    the output of the magnetometer')
1320   writeln('  Channel 4 of the ADC should be connected to')
1330   writeln('    the field-measurement unit (shunt or hall-probe)')
1340   writeln('  Clocksignal of presetscaler1 should equal 10 MHz')
1350   writeln; ster; writeln
1360   inputerr := true
1370   WHILE inputerr DO
1380     write('Enter the frequency of vibration ')
1390     write('(limits: 0.25 and 5 Hz): '); readln(sinusfreq)
1400     deltatsn := 10**7/(maxindex*sinusfreq)
1410     IF deltatsn > 2500 AND deltatsn < 60000 THEN
1420       dtpreset := round(deltatsn)
1430       inputerr := false FI OD
1450   write('Number of periods per data point (max. 4095): ')
1460   readln(maxperiod)
1470   write('Phaseshift of reference signal (degrees): ')

```



```

1480 readln(phaseshift)
1490 deltaphase := round(phaseshift*maxindex) DIV 360
1495 delay(1000); cls
1500 writeln; locate(10, 10)
1510 write(' Calculation of sine-tables in progress.....')
1520 filltables(maxindex, deltaphase, sinustable, reftable)
1530 message1 := 0; message2 := 0
1540 cls; writeln
1550 initli(indexdata, maxindex, indexperiod, maxperiod, message1,
1560 message2, sinustable, reftable, vdcperiod, vacperiod)
1570 writeln('Enter the value of B corresponding to the maximum ')
1580 write(' control-voltage of the magnet power supply (Tesla): ')
1590 read(maxfield); writeln
1600 indexb := 0; nextsweep := 1; lastb := 0
1610 WHILE nextsweep > 0 DO
1615 indexb := 0
1620 inputerr := true; WHILE inputerr DO
1630 writeln('Specify the desired field-scan in terms of')
1640 write(' Bstart, deltaB, and Bstop (Tesla): ')
1650 read(bstart, deltab, bstop); writeln
1660 IF deltab >= 0.002 THEN inputerr := false FI OD
1670 nfields := round((bstart-bstop)/deltab)
1680 IF nfields < 0 THEN nfields := -nfields FI
1690 inputerr := true; WHILE inputerr DO
1700 write('Desired sweeprate (millitesla/second): ')
1710 read(sweeprate); writeln
1720 IF sweeprate < 50 AND sweeprate > 0.05 THEN
1730 inputerr := false FI OD
1740 IF deltab < 0 THEN deltab := -deltab FI
1750 IF (bstart-bstop) > 0 THEN deltab := -deltab FI
1760 b1 := lastb; b2 := bstart
1770 writeln; ster; writeln
1780 write(' Fieldsweep to Bstart in progress .....')
1790 sweepfield(dac010+4, b1, b2, maxfield, sweeprate)
1792 cls; writeln; ster;
1794 write(' Bstart =', bstart, ' DeltaB =', deltab)
1796 writeln(' Bstop =', bstop)
1800 ster; locate(13, 15)
1805 write('Experiment in progress .....')
1810 FOR j IN 0..nfields DO
1820 indexb := indexb+1
1822 put_eb(dac010+5, 2047)
1824 delay(500)
1826 put_eb(dac010+5, 0)
1828 delay(10000)
1830 put_eb(prscaler+1, dtpreset)
1840 prscenable
1850 WHILE message1 = 0 DO OD
1860 prscdisable
1870 average(maxperiod, vdcperiod, vacperiod,
1880 meanvdc, sigmavdc, meanvac, sigmavac)
1890 shiftdc[indexb] := scalevdc*meanvdc/(maxindex*normv)
1900 sigshft[indexb] := scalevdc*sigmavdc/(maxindex*normv)
1910 magn[indexb] := scalevdc*meanvac/(maxindex*normv)
1920 sigmagn[indexb] := scalevdc*sigmavac/(maxindex*normv)
1930 field[indexb] := readadc(adc010, 4)-2047
1935 field[indexb] := b2

```

```
1940     message1 := 0
1950     IF j < nfields THEN
1960         b1 := bstart+j*deltab
1970         IF (b1-bstop)**2 < deltab**2 THEN b2 := bstop
1980         ELSE b2 := b1+deltab FI
1990         sweepfield(dac010+4, b1, b2, maxfield, sweeprate) FI
2000     OD
2010     lastb := b2
2020     cls; writeln
2025     write(' Press <RETURN> to list the data ')
2027     readln
2030     FOR k IN 1..indexb DO
2040         write(field[k]); writeln(magn[k]: 16, sigmagn[k]: 16)
2060     OD
2070     write('Another field-scan (yes=1, no=0): ')
2080     read(nextsweep); writeln OD
2090     writeln
2100 END
```

De verschillende procedures gebruikt in FLUXG5 komen uit de Library FGTLIB.PEP

```

1000 DECLARE code: ARRAY 0 OF integer
1010 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1020 % Procedure to calculate two sine-tables which may serve to
1030 % simulate a digital lock-in amplifier. The first table (array
1040 % dtsn1) contains data that can be written into two adjacent DAC
1050 % channels (0-10V). If the analogue signals from these channels are
1060 % connected to the differential inputs of an instrumentation
1070 % amplifier, a sinusoidal waveform is generated at the output.
1080 % The data are tabulated for nperiod regularly spaced angles in the
1090 % interval 0..360 degrees. The array dtref1 contains a table of
1100 % sine-values in the range -4095..4095 which are shifted in phase
1110 % with respect to dtsn1 by an amount of (phaseshift/nperiod)*360
1120 % degrees.
1130 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1140 filltables = PROCEDURE (nperiod, dphase: nat2,
1150                          dtsn1, dtrf1: ARRAY 0 OF int2)
1160 DECLARE rfi, dsin, nhalf: nat2
1170 BEGIN
1180     nhalf := nperiod DIV 2
1190     FOR i IN 0..nhalf DO
1200         dsin := round(sin(2*pi*i/nperiod)*4095)
1210         dtsn1[2*i] := dsin; dtsn1[2*i+1] := 0;
1220         dtsn1[nperiod+2*i] := 0; dtsn1[nperiod+2*i+1] := dsin
1230         rfi := (i+dphase) MOD nperiod; dtrf1[rfi] := dsin DIV 2
1240         rfi := (rfi+nhalf) MOD nperiod; dtrf1[rfi] := -dsin DIV 2
1250     OD ;
1260     dtrf1[nperiod] := dtrf1[0]
1270 END
1280 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1290 % Procedure to calculate the average values vdcavg and vacavg of the
1300 % elements 1..numper of the arrays vacper and vdcper, respectively.
1310 % The statistical error (sigma) of vdcavg is given by sigmavdc, that
1320 % of vacavg by sigmavac. NOTE: the array-elements 0 are not included
1330 % in the calculations.
1340 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1350 average = PROCEDURE (numper: nat2,
1360                      vdcper, vacper: ARRAY 0 OF integer,
1370                      vdcavg, sigvdc, vacavg, sigvac: REF real)
1380 DECLARE vardc, varac: real
1390 BEGIN
1400     vdcavg := 0; sigvdc := 0; vacavg := 0; sigvac := 0;
1410     varac := 0; vardc := 0
1420     FOR i IN 1..numper DO
1430         vdcavg := vdcavg+vdcper[i]; vacavg := vacavg+vacper[i] OD
1440     vdcavg := vdcavg/numper; vacavg := vacavg/numper
1450     FOR i IN 1..numper DO
1460         vardc := vardc+(vdcper[i]-vdcavg)**2
1470         varac := varac+(vacper[i]-vacavg)**2 OD
1480     IF numper > 2 THEN
1490         sigvdc := sqrt(vardc/(numper*(numper-1)))
1500         sigvac := sqrt(varac/(numper*(numper-1))) FI
1510 END

```

```

1520 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1530 % Procedure to sweep the magnetic field from beginb to endb (tesla)
1540 % at a speed given by bspeed (millitesla's per second). Blimit is
1550 % the value of the field B corresponding to a DAC output voltage of
1560 % 10 V (digital 4095). The local variable bdelay is the time between
1570 % each LSB change of the DAC input in milliseconds. Bcontrol should
1580 % contain the adress of the DAC channel that is connected to the
1590 % field-sweep unit.
1600 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1610 sweepfield = PROCEDURE (bcontrol: nat2, beginb, endb, blimit,
1620                          bspeed: real)
1630 DECLARE bdelay: integer; vstart, vstop, vactual, incdec, bsteps: int2
1640 BEGIN
1650     bdelay := round(blimit*10**6/(4095*bspeed))
1660     IF bdelay < 0 THEN bdelay := -bdelay FI
1670     vstart := round(beginb*4095/blimit)
1680     vstop := round(endb*4095/blimit)
1690     bsteps := vstart-vstop
1700     IF bsteps < 0 THEN bsteps := -bsteps; incdec := 1
1710     ELSE incdec := -1 FI
1720     FOR k IN 0..bsteps DO
1730         vactual := vstart+k*incdec
1740         put_eb(bcontrol, vactual)
1750         delay(bdelay) OD
1760 END
1770 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1780 % Procedures that call M68000 machine-code routines contained in the
1790 % file 'lockin.kko'.
1800 % - Initli calls a routine that copies several variables from the
1810 % PEP-stack into a relocatable data section.
1820 % - Prscenable calls a routine that disables interrupts from the
1830 % system clock, enables interrupts from the prescaler, and loads
1840 % the corresponding interrupt-vector with the address of the
1850 % appropriate interrupt service-routine (cf. 'lockin.kko').
1860 % - Prscdisable calls a routine that disables interrupts from the
1870 % prescaler, enables interrupts from the system clock, and
1880 % restores the original interrupt-vectors.
1890 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1900 initli = PROCEDURE (dtindx, dtimax, pdindx, pdimax: nat2,
1910                    flag01, flag02: REF nat2, sndat1, snref1: ARRAY 0 OF int2,
1920                    vprddc, vprdac: ARRAY 0 OF integer) AT code[0]
1930 prscenable = PROCEDURE AT code[1]
1940 prscdisable = PROCEDURE AT code[2]
1950 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
1960 % Procedure that displays the contents of (8*amount) contiguous
1970 % words of M68000 memory in hexadecimal representation on the VDU.
1980 % The variable startadres should contain the (decimal) address of
1990 % the first location to be displayed.
2000 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2010 display = PROCEDURE (startadr, amount: integer)
2020 BEGIN
2030     writeln('startadres = ', startadr: 8: 16); writeln
2040     FOR i IN 0..amount DO FOR j IN 0..7 DO
2050         write(peek(startadr+16*i+2*j): 6: 16) OD
2060     writeln OD
2070     writeln
2080 END

```

```
2090 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2100 % Procedure to read an analogue voltage at the input of channel
2110 % "chan" (range 0..7) of an ADC (base address "adcstat").
2120 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2130 readadc = PROCEDURE (adcstat, chan: nat2): nat2
2140 BEGIN bic_eb(adcstat, 4); bis_eb(adcstat, 5)
2150         put_eb(adcstat, 1+2*chan)
2160         WHILE NOT bit_eb(adcstat, 7) DO OD
2170         RETURN get_eb(adcstat+1)
2180 END
2190 BEGIN
2200         load_code(code, 'kkd:lockin.kko')
2210         monitor
2220 END
```

De interrupt routine: Source text LOCKIN.PEP

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
*                                                                                               *
* K. Kopinga, programma t.b.v. fluxgate-magnetometer                                         *
*                                                                                               *
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
*
          DC.L      INITLI
          DC.L      PRSCEN
          DC.L      PRSCDS
          DC.L      0
*
IRQVEB  EQU      $6C
PRSCAL  EQU      $C12020
ADCO10  EQU      $C12800
DACO10  EQU      $C13620
INTENQ  EQU      $C14000
CLOCKS  EQU      $C16000
*
IRQVCO  DC.L      0
DTINDX  DC.W      0
DTIMAX  DC.W      0
PDINDX  DC.W      0
PDIMAX  DC.W      0
PTRFL1  DC.L      0
PTRFL2  DC.L      0
PTRSN1  DC.L      0
PTRREF  DC.L      0
PTRVDC  DC.L      0
PTRVAC  DC.L      0
VINTDC  DC.L      0
VINTAC  DC.L      0
*
INITLI  MOVEA.L   AO,A1
          LEA      DTINDX,A2
          MOVEQ    #3,D1
1$      MOVE.W    -(A1),(A2)+      *ZET DTINDX, DTIMAX, PDINDX
          DBF      D1,1$           *EN PDIMAX IN MEMORY
          MOVE.L   -(A1),(A2)+      *ZET PTRFL1 EN PTRFL2
          MOVE.L   -(A1),(A2)+      *IN MEMORY
          MOVEQ    #3,D1
2$      MOVE.L   -(A1),(A2)+      *ZET PTRSN1, PTRREF, PTRVDC
          MOVE.W   -(A1),DO        *EN PTRVAC IN MEMORY
          DBF      D1,2$
          MOVE.L   (SP),-(AO)      *SCHOON STACK OP
          MOVEA.L  AO,SP
          RTS
*

```

```

PRSCEN  LEA      IRQVCO,AO          *IRQVCO IN AO
        MOVE.L  IRQVEB,(AO)       *ZET EUROBUS-IRQVECTOR IN IRQVCO
        LEA     IRQSV1,A1         *IRQSV1 IN A1
        MOVE.L  A1,IRQVEB        *LABEL 'IRQSV1' IN EUROBUS-IRQVECTOR
        MOVE.W  #$20,ADC010      *INIT ADC, RESET, IRQ DISBL., EB-TRIG.
        MOVE.W  #0,CLOCKS       *DISABLE CLOCK-INTERRUPT
        MOVE.W  #$41,PRSCAL     *ENABLE INTERRUPT, START PRESETSCALER
        RTS

```

```

*
PRSCDS  LEA      IRQVCO,AO          *IRQVCO IN AO
        MOVE.L  (AO),IRQVEB      *RESTORE EUROBUS-INTERRUPTVECTOR
        MOVE.W  #4,CLOCKS       *CLOCK-INTERRUPT WEER ELKE 20 MS.
        RTS

```

```

*
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
*
*   INTERRUPT-ROUTINE PRESCALER
*
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
*

```

```

IRQSV1  MOVEM.L  AO-A2/DO-D2,-(SP)
        LEA     PTRFL1,AO
        MOVE.W  INTENQ,D1        *INTERRUPT-ENQUIRE, DATA IN D1
        BTST.L  #0,D1           *TEST BIT0 (PRESETSCALER)
        BEQ     2$              *INTERRUPT NIET VAN PRESCALER
        BTST.B  #7,ADC010+1     *TEST BIT 7 STATUS-REG. ADC (DONE)
        BEQ     2$              *ADC NOG BUSY: ERROR
        MOVE.W  #$20,ADC010     *RESET ADC
        MOVE.W  #1,ADC010      *START CONVERSIE, CHANNEL 0
        LEA     DTINDX,A1
        MOVE.W  (A1),D1         *DTINDX IN D1
        MOVE.W  D1,D2          *EN IN D2
        ADDQ.W  #1,D1           *VERHOOG DTINDX MET 1
        ASL.W   #2,D1           *D1 MAAL 4
        MOVEA.L 8(AO),A2        *PTRSN1 IN A2
        MOVEQ   #0,DO
1$      BTST.B  #7,ADC010+1     *TEST DONE-BIT ADC
        BEQ     1$              *CONVERSIE NOG NIET VOLTOOID
        MOVE.L  0(A2,D1.W),DAC010 *VDAC IN DAC010, CHANNELS 0 EN 1
        MOVE.W  ADC010+2,DO     *VADC IN DO (NAT2)
        SUBI.L  #$7FF,DO        *VADC IN DO (INTEGER)
        MOVE.L  DO,D1           *VADC (INTEGER) IN D1
        MULS   #$400,DO        *NORMERING DC T.O.V. AC
        ADD.L  DO,$18(AO)       *VINTDC:=VINTDC+VADC
        MOVEA.L $C(AO),A2      *PTRREF IN A2
        ASL.W   #1,D2          *D2 MAAL 2
        MULS   0(A2,D2.W),D1   *VADC*DTREF1[DTINDX]
        ADD.L  D1,$1C(AO)      *TEL OP BIJ VINTAC
        ADDQ.W  #1,(A1)        *VERHOOG DTINDX MET 1
        MOVE.W  (A1),D2        *DTINDX IN D2
        CMP.W   2(A1),D2       *DTINDX-DTIMAX
        BNE    ENDSV1         *DTINDX<DTIMAX
        MOVE.W  #0,(A1)        *DTINDX=DTIMAX, DTINDX:=0
        MOVE.W  4(A1),D1       *PDINDX IN D1
        ASL.W   #2,D1          *D1 MAAL 4
        MOVEA.L $10(AO),A2     *PTRVDC IN A2
        MOVE.L  $18(AO),0(A2,D1.W) *VPRDDC[PDINDX]:=VINTDC

```

```

MOVEA.L $14(A0),A2          *PTRVAC IN A2
MOVE.L $1C(A0),O(A2,D1.W)  *VPRDAC[PDINDX]:=VINTAC
MOVE.L #0,$18(A0)          *VINTDC:=0
MOVE.L #0,$1C(A0)          *VINTAC:=0
ADDQ.W #1,4(A1)             *VERHOOG PDINDX MET 1
MOVE.W 4(A1),D1             *PDINDX IN D1
CMP.W 6(A1),D1              *PDINDX-PDIMAX
BLS ENDSV1                  *PDINDX<=PDIMAX
MOVE.W #0,PRSCAL           *DISABLE INTERRUPT PRESCALER
MOVE.W #0,PRSCAL+2         *INHOUD PRESET-REGISTER 1 WORDT 0
MOVE.W #0,4(A1)            *RESET DTINDX OP 0
MOVEA.L (A0),A2            *ADRES FLAG01 IN A2
ADDQ.W #1,(A2)             *INCREMENT FLAG01
BRA ENDSV1
2$ MOVEA.L 4(A0),A2          *PTRFL2 IN A2
ADDQ.W #1,(A2)             *INCREMENT FLAG02
ENDSV1 MOVEM.L (SP)+,A0-A2/DO-D2
RTE
*
END

```



## Appendix C: Tabellen

In deze appendix zijn de figuren 29, 30, 33 en 34 in tabelvorm weergegeven.

	d=0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
x=3.00	-1.15	-1.10	-1.03	-0.94	-0.84	-0.74	-0.63	-0.52	-0.41	-0.31	-0.21
3.25	-1.99	-1.90	-1.79	-1.66	-1.50	-1.34	-1.16	-0.98	-0.81	-0.63	-0.47
3.50	-2.79	-2.68	-2.54	-2.36	-2.16	-1.94	-1.71	-1.47	-1.23	-1.00	-0.77
3.75	-3.54	-3.40	-3.23	-3.02	-2.77	-2.51	-2.23	-1.94	-1.65	-1.36	-1.09
4.00	-4.20	-4.05	-3.85	-3.61	-3.33	-3.03	-2.71	-2.38	-2.05	-1.72	-1.40
4.25	-4.79	-4.63	-4.41	-4.14	-3.84	-3.51	-3.16	-2.79	-2.42	-2.05	-1.70
4.50	-5.32	-5.14	-4.91	-4.62	-4.30	-3.94	-3.56	-3.16	-2.76	-2.36	-1.97
4.75	-5.80	-5.61	-5.36	-5.05	-4.71	-4.33	-3.92	-3.50	-3.07	-2.65	-2.23
5.00	-6.22	-6.02	-5.76	-5.44	-5.08	-4.68	-4.25	-3.81	-3.36	-2.91	-2.47
5.25	-6.59	-6.39	-6.12	-5.79	-5.41	-4.99	-4.55	-4.09	-3.62	-3.15	-2.69
5.50	-6.93	-6.72	-6.44	-6.10	-5.71	-5.28	-4.82	-4.34	-3.86	-3.37	-2.89
5.75	-7.24	-7.02	-6.73	-6.38	-5.98	-5.54	-5.06	-4.57	-4.07	-3.57	-3.08
6.00	-7.52	-7.29	-7.00	-6.64	-6.23	-5.77	-5.29	-4.78	-4.27	-3.75	-3.25
6.25	-7.77	-7.54	-7.24	-6.87	-6.45	-5.99	-5.49	-4.97	-4.45	-3.92	-3.40
6.50	-8.00	-7.77	-7.46	-7.08	-6.66	-6.18	-5.68	-5.15	-4.61	-4.08	-3.55
6.75	-8.21	-7.97	-7.66	-7.28	-6.84	-6.36	-5.85	-5.31	-4.77	-4.22	-3.68
7.00	-8.40	-8.16	-7.84	-7.46	-7.02	-6.53	-6.00	-5.46	-4.91	-4.35	-3.80
7.25	-8.58	-8.34	-8.01	-7.62	-7.17	-6.68	-6.15	-5.60	-5.03	-4.47	-3.91
7.50	-8.74	-8.50	-8.17	-7.78	-7.32	-6.82	-6.28	-5.72	-5.15	-4.58	-4.02
7.75	-8.89	-8.65	-8.32	-7.92	-7.46	-6.95	-6.41	-5.84	-5.27	-4.69	-4.12
8.00	-9.04	-8.79	-8.45	-8.05	-7.58	-7.07	-6.52	-5.95	-5.37	-4.78	-4.21

	d=1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0
x=3.00	-0.21	-0.12	-0.04	0.04	0.10	0.16	0.20	0.24	0.27	0.30	0.31
3.25	-0.47	-0.31	-0.17	-0.04	0.07	0.18	0.26	0.34	0.40	0.45	0.49
3.50	-0.77	-0.56	-0.36	-0.18	-0.01	0.14	0.26	0.38	0.47	0.55	0.61
3.75	-1.09	-0.82	-0.57	-0.34	-0.14	0.05	0.22	0.36	0.49	0.60	0.69
4.00	-1.40	-1.09	-0.80	-0.53	-0.28	-0.06	0.14	0.32	0.48	0.61	0.73
4.25	-1.70	-1.35	-1.03	-0.72	-0.44	-0.19	0.04	0.25	0.43	0.59	0.73
4.50	-1.97	-1.60	-1.24	-0.91	-0.60	-0.32	-0.06	0.17	0.37	0.55	0.71
4.75	-2.23	-1.83	-1.45	-1.09	-0.76	-0.45	-0.17	0.08	0.30	0.50	0.68
5.00	-2.47	-2.05	-1.64	-1.26	-0.91	-0.58	-0.28	-0.01	0.23	0.45	0.63
5.25	-2.69	-2.25	-1.82	-1.42	-1.05	-0.70	-0.39	-0.10	0.16	0.38	0.59
5.50	-2.89	-2.43	-1.99	-1.57	-1.18	-0.82	-0.49	-0.19	0.08	0.32	0.54
5.75	-3.08	-2.60	-2.14	-1.71	-1.31	-0.93	-0.59	-0.28	0.01	0.26	0.48
6.00	-3.25	-2.75	-2.28	-1.84	-1.42	-1.04	-0.68	-0.36	-0.07	0.20	0.43
6.25	-3.40	-2.90	-2.42	-1.96	-1.53	-1.13	-0.77	-0.43	-0.13	0.14	0.38
6.50	-3.55	-3.03	-2.54	-2.07	-1.63	-1.23	-0.85	-0.51	-0.20	0.08	0.33
6.75	-3.68	-3.15	-2.65	-2.18	-1.73	-1.31	-0.93	-0.58	-0.26	0.03	0.28
7.00	-3.80	-3.27	-2.76	-2.27	-1.82	-1.39	-1.00	-0.64	-0.32	-0.03	0.24
7.25	-3.91	-3.37	-2.85	-2.36	-1.90	-1.47	-1.07	-0.70	-0.37	-0.07	0.19
7.50	-4.02	-3.47	-2.94	-2.44	-1.97	-1.54	-1.13	-0.76	-0.43	-0.12	0.15
7.75	-4.12	-3.56	-3.03	-2.52	-2.05	-1.60	-1.19	-0.82	-0.47	-0.17	0.11
8.00	-4.21	-3.65	-3.11	-2.59	-2.11	-1.66	-1.25	-0.87	-0.52	-0.21	0.07

tabel A1: Figuur 29 in tabelvorm. De gevoeligheid  $\frac{4\pi}{\mu_0} (d\varphi/dz)$

$\left[10^3 \frac{\text{WbA}}{\text{Jm}^2}\right]$  als functie van de afstand  $d$  (cm) en  $a=x-2.5$  (cm)

	d=0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
x=3.00	0.21	0.20	0.22	0.24	0.26	0.32	0.49	0.63	0.26	0.18	0.14
3.25	0.21	0.21	0.22	0.24	0.27	0.32	0.43	0.85	0.34	0.23	0.17
3.50	0.21	0.22	0.23	0.25	0.27	0.32	0.41	0.70	0.45	0.27	0.20
3.75	0.22	0.23	0.24	0.25	0.28	0.32	0.40	0.63	0.63	0.32	0.24
4.00	0.23	0.23	0.24	0.26	0.28	0.32	0.39	0.59	1.12	0.35	0.25
4.25	0.23	0.23	0.25	0.26	0.29	0.32	0.39	0.56	1.05	0.39	0.28
4.50	0.23	0.24	0.25	0.27	0.29	0.33	0.39	0.55	0.99	0.42	0.29
4.75	0.24	0.24	0.25	0.27	0.29	0.33	0.39	0.54	0.95	0.46	0.31
5.00	0.24	0.25	0.26	0.27	0.30	0.33	0.40	0.53	0.92	0.49	0.33
5.25	0.24	0.25	0.26	0.27	0.30	0.33	0.40	0.53	0.89	0.52	0.34
5.50	0.24	0.25	0.26	0.28	0.30	0.34	0.40	0.53	0.87	0.56	0.35
5.75	0.25	0.25	0.26	0.28	0.30	0.33	0.40	0.54	0.87	0.56	0.36
6.00	0.24	0.25	0.26	0.28	0.31	0.34	0.40	0.53	0.85	0.62	0.38
6.25	0.25	0.25	0.26	0.28	0.31	0.34	0.40	0.53	0.84	0.65	0.38
6.50	0.25	0.25	0.27	0.28	0.31	0.34	0.40	0.53	0.83	0.69	0.39
6.75	0.25	0.26	0.27	0.29	0.31	0.34	0.41	0.53	0.83	0.73	0.40
7.00	0.25	0.26	0.27	0.29	0.31	0.35	0.41	0.53	0.82	1.36	0.40
7.25	0.25	0.26	0.27	0.29	0.31	0.35	0.41	0.53	0.82	1.35	0.41
7.50	0.26	0.26	0.27	0.29	0.31	0.35	0.41	0.53	0.82	1.35	0.41
7.75	0.26	0.26	0.27	0.29	0.31	0.35	0.41	0.53	0.81	1.34	0.42
8.00	0.25	0.26	0.27	0.29	0.31	0.35	0.41	0.53	0.81	1.34	0.42

	d=1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0
x=3.00	0.14	0.10	0.06	0.05	0.09	0.11	0.13	0.14	0.16	0.17	0.19
3.25	0.17	0.13	0.09	0.05	0.06	0.09	0.11	0.13	0.15	0.16	0.18
3.50	0.20	0.16	0.12	0.08	0.02	0.07	0.10	0.12	0.14	0.16	0.17
3.75	0.24	0.17	0.14	0.11	0.07	0.01	0.09	0.11	0.13	0.15	0.16
4.00	0.25	0.20	0.16	0.13	0.09	0.04	0.07	0.10	0.12	0.14	0.16
4.25	0.28	0.22	0.18	0.14	0.11	0.07	0.04	0.08	0.11	0.13	0.15
4.50	0.29	0.23	0.19	0.15	0.12	0.09	0.04	0.07	0.10	0.12	0.14
4.75	0.31	0.24	0.20	0.17	0.13	0.10	0.07	0.05	0.09	0.12	0.14
5.00	0.33	0.26	0.21	0.18	0.14	0.12	0.08	0.02	0.08	0.11	0.13
5.25	0.34	0.27	0.22	0.18	0.15	0.12	0.09	0.05	0.06	0.10	0.12
5.50	0.35	0.28	0.23	0.19	0.16	0.13	0.10	0.07	0.05	0.09	0.12
5.75	0.36	0.29	0.24	0.20	0.17	0.14	0.11	0.08	0.02	0.08	0.11
6.00	0.38	0.29	0.24	0.20	0.17	0.14	0.12	0.09	0.04	0.07	0.10
6.25	0.38	0.30	0.25	0.21	0.19	0.14	0.13	0.10	0.06	0.05	0.11
6.50	0.39	0.30	0.25	0.21	0.18	0.16	0.13	0.11	0.07	0.01	0.09
6.75	0.40	0.31	0.25	0.22	0.19	0.16	0.14	0.11	0.08	0.03	0.09
7.00	0.40	0.31	0.26	0.22	0.19	0.16	0.14	0.11	0.08	0.03	0.07
7.25	0.41	0.32	0.26	0.22	0.19	0.17	0.14	0.12	0.09	0.04	0.07
7.50	0.41	0.32	0.27	0.23	0.20	0.17	0.15	0.12	0.09	0.05	0.06
7.75	0.42	0.32	0.27	0.23	0.20	0.17	0.15	0.13	0.10	0.06	0.05
8.00	0.42	0.33	0.27	0.23	0.20	0.18	0.15	0.13	0.10	0.07	0.04

tabel A2: Figuur 30 in tabelvorm. De  $l_{lin}$  (cm) als functie van de afstand  $d$  (cm) en  $a=x-2.5$  (cm)

	a=y=0.25	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50	1.75	2.00	2.25	2.50	2.75
z=2.50	0.15	0.99	2.58	4.48	6.28	7.78	8.92	9.77	10.4	10.8	11.1
2.75	0.10	0.66	1.78	3.21	4.65	5.92	6.95	7.74	8.34	8.76	9.07
3.00	0.06	0.45	1.26	2.34	3.49	4.56	5.47	6.19	6.76	7.19	7.50
3.25	0.04	0.32	0.90	1.73	2.65	3.54	4.33	4.99	5.52	5.93	6.25
3.50	0.03	0.23	0.66	1.30	2.04	2.78	3.46	4.05	4.54	4.93	5.25
3.75	0.02	0.17	0.50	0.99	1.58	2.20	2.78	3.31	3.75	4.12	4.42
4.00	0.02	0.13	0.37	0.76	1.24	1.75	2.26	2.72	3.12	3.47	3.75
4.25	0.01	0.09	0.29	0.59	0.98	1.41	1.84	2.24	2.61	2.93	3.19
4.50	0.01	0.07	0.22	0.47	0.78	1.14	1.51	1.86	2.19	2.48	2.73
4.75	0.01	0.06	0.18	0.37	0.63	0.93	1.24	1.55	1.85	2.11	2.34
5.00	0.01	0.04	0.14	0.30	0.51	0.76	1.03	1.30	1.56	1.80	2.02
5.25	0.00	0.04	0.11	0.24	0.42	0.63	0.86	1.10	1.33	1.54	1.74
5.50	0.00	0.03	0.09	0.20	0.34	0.52	0.72	0.93	1.13	1.33	1.51
5.75	0.00	0.02	0.07	0.16	0.28	0.43	0.60	0.79	0.97	1.15	1.31
6.00	0.00	0.02	0.06	0.13	0.24	0.36	0.51	0.67	0.83	0.99	1.14
6.25	0.00	0.02	0.05	0.11	0.20	0.31	0.44	0.57	0.72	0.86	1.00
6.50	0.00	0.01	0.04	0.09	0.17	0.26	0.37	0.49	0.62	0.75	0.87
6.75	0.00	0.01	0.04	0.08	0.14	0.22	0.32	0.43	0.54	0.65	0.77
7.00	0.00	0.01	0.03	0.07	0.12	0.19	0.27	0.37	0.47	0.58	0.68
7.25	0.00	0.01	0.03	0.06	0.10	0.16	0.24	0.32	0.41	0.50	0.60
7.50	0.00	0.01	0.02	0.05	0.09	0.14	0.21	0.28	0.36	0.44	0.53

	a=y=2.75	3.00	3.25	3.50	3.75	4.00	4.25	4.50	4.75	5.00	5.25
z=2.50	11.1	11.3	11.4	11.5	11.5	11.6	11.6	11.6	11.6	11.5	11.5
2.75	9.07	9.30	9.45	9.55	9.62	9.67	9.69	9.71	9.71	9.70	9.69
3.00	7.50	7.74	7.91	8.03	8.12	8.18	8.22	8.24	8.26	8.26	8.26
3.25	6.25	6.50	6.68	6.81	6.91	6.98	7.04	7.07	7.09	7.11	7.11
3.50	5.25	5.49	5.68	5.82	5.93	6.01	6.07	6.12	6.15	6.17	6.18
3.75	4.42	4.67	4.86	5.00	5.12	5.21	5.28	5.33	5.37	5.39	5.41
4.00	3.75	3.98	4.17	4.32	4.44	4.54	4.61	4.67	4.71	4.75	4.77
4.25	3.19	3.42	3.60	3.75	3.87	3.97	4.05	4.11	4.16	4.20	4.23
4.50	2.73	2.94	3.12	3.27	3.39	3.49	3.57	3.64	3.69	3.73	3.76
4.75	2.34	2.54	2.71	2.86	2.98	3.08	3.16	3.23	3.28	3.33	3.36
5.00	2.02	2.21	2.37	2.51	2.62	2.73	2.81	2.88	2.93	2.98	3.02
5.25	1.74	1.92	2.07	2.21	2.32	2.42	2.50	2.57	2.63	2.67	2.71
5.50	1.51	1.67	1.82	1.95	2.06	2.15	2.23	2.30	2.36	2.41	2.45
5.75	1.31	1.46	1.60	1.72	1.83	1.92	2.00	2.07	2.13	2.18	2.22
6.00	1.14	1.28	1.41	1.52	1.63	1.71	1.79	1.86	1.92	1.97	2.01
6.25	1.00	1.13	1.25	1.35	1.45	1.54	1.61	1.68	1.73	1.78	1.83
6.50	0.87	0.99	1.10	1.20	1.30	1.38	1.45	1.51	1.57	1.62	1.66
6.75	0.77	0.88	0.98	1.07	1.16	1.24	1.31	1.37	1.43	1.47	1.52
7.00	0.68	0.78	0.87	0.96	1.04	1.11	1.18	1.24	1.30	1.34	1.39
7.25	0.60	0.69	0.78	0.86	0.93	1.01	1.07	1.13	1.18	1.23	1.27
7.50	0.53	0.61	0.69	0.77	0.84	0.91	0.97	1.02	1.08	1.12	1.16

tabel A3: Figuur 33 in tabelvorm. De gevoeligheid  $\frac{4\pi}{\mu_0} (d\varphi/dy)$

$\left[10^3 \frac{\text{WbA}}{\text{Jm}^2}\right]$  als functie van de afstand  $z$  (cm) en  $a=y$  (cm)

	a=y=0.25	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50	1.75	2.00	2.25	2.50	2.75
z=2.50	0.15	0.16	0.18	0.21	0.23	0.25	0.27	0.29	0.30	0.30	0.30
2.75	0.16	0.17	0.20	0.22	0.24	0.26	0.29	0.30	0.31	0.32	0.33
3.00	0.17	0.19	0.20	0.22	0.25	0.27	0.30	0.32	0.33	0.34	0.35
3.25	0.19	0.20	0.21	0.23	0.26	0.28	0.31	0.33	0.35	0.36	0.37
3.50	0.20	0.21	0.22	0.26	0.28	0.29	0.32	0.34	0.36	0.38	0.39
3.75	0.21	0.22	0.24	0.25	0.26	0.30	0.33	0.35	0.37	0.39	0.41
4.00	0.22	0.23	0.25	0.27	0.27	0.32	0.34	0.36	0.38	0.41	0.42
4.25	0.24	0.25	0.26	0.28	0.32	0.32	0.35	0.37	0.40	0.42	0.44
4.50	0.25	0.26	0.27	0.29	0.31	0.33	0.36	0.38	0.41	0.43	0.45
4.75	0.26	0.27	0.28	0.30	0.32	0.30	0.38	0.39	0.41	0.44	0.46
5.00	0.28	0.28	0.30	0.31	0.33	0.38	0.35	0.40	0.42	0.45	0.47
5.25	0.29	0.30	0.31	0.32	0.34	0.37	0.33	0.42	0.43	0.46	0.48
5.50	0.30	0.31	0.32	0.33	0.35	0.37	0.37	0.44	0.44	0.47	0.49
5.75	0.32	0.32	0.33	0.34	0.36	0.38	0.44	0.35	0.46	0.48	0.50
6.00	0.33	0.33	0.34	0.36	0.37	0.39	0.42	0.36	0.48	0.49	0.51
6.25	0.34	0.35	0.36	0.37	0.38	0.40	0.42	0.52	0.46	0.50	0.52
6.50	0.36	0.36	0.37	0.38	0.40	0.41	0.43	0.50	0.45	0.53	0.53
6.75	0.37	0.37	0.38	0.39	0.41	0.42	0.44	0.47	0.37	0.55	0.54
7.00	0.38	0.39	0.39	0.40	0.42	0.44	0.45	0.48	0.58	0.37	0.57
7.25	0.39	0.40	0.41	0.42	0.43	0.45	0.46	0.49	0.55	0.48	0.60
7.50	0.41	0.41	0.42	0.43	0.44	0.46	0.48	0.50	0.52	0.57	0.61

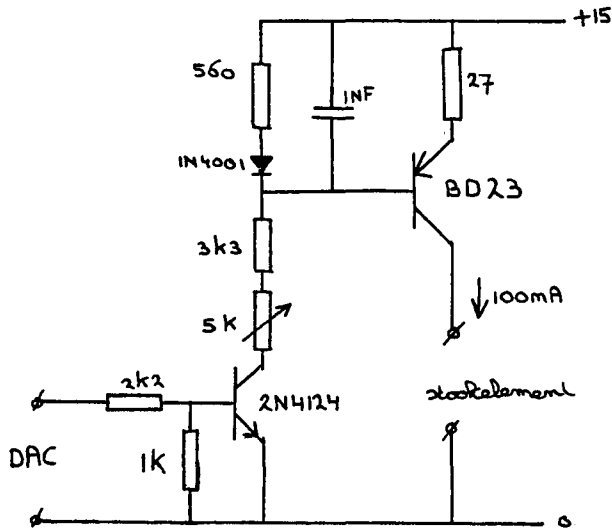
	a=y=2.75	3.00	3.25	3.50	3.75	4.00	4.25	4.50	4.75	5.00	5.25
z=2.50	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30
2.75	0.33	0.33	0.33	0.33	0.33	0.33	0.33	0.33	0.33	0.33	0.33
3.00	0.35	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36
3.25	0.37	0.38	0.38	0.39	0.39	0.39	0.39	0.39	0.39	0.39	0.39
3.50	0.39	0.40	0.41	0.41	0.41	0.42	0.42	0.42	0.42	0.41	0.41
3.75	0.41	0.41	0.42	0.44	0.44	0.44	0.44	0.44	0.44	0.44	0.44
4.00	0.42	0.44	0.45	0.45	0.46	0.47	0.47	0.47	0.47	0.47	0.47
4.25	0.44	0.45	0.47	0.48	0.49	0.49	0.49	0.50	0.50	0.50	0.50
4.50	0.45	0.47	0.48	0.48	0.49	0.52	0.52	0.52	0.52	0.53	0.53
4.75	0.46	0.48	0.50	0.52	0.53	0.53	0.55	0.55	0.55	0.55	0.55
5.00	0.47	0.49	0.51	0.53	0.55	0.53	0.54	0.57	0.58	0.58	0.58
5.25	0.48	0.50	0.53	0.54	0.56	0.58	0.58	0.59	0.60	0.60	0.60
5.50	0.49	0.52	0.54	0.56	0.57	0.59	0.61	0.58	0.59	0.63	0.63
5.75	0.50	0.53	0.55	0.57	0.59	0.60	0.62	0.64	0.64	0.64	0.66
6.00	0.51	0.54	0.56	0.58	0.60	0.62	0.63	0.65	0.67	0.64	0.67
6.25	0.52	0.55	0.57	0.59	0.61	0.63	0.65	0.66	0.68	0.71	0.69
6.50	0.53	0.55	0.58	0.60	0.62	0.64	0.66	0.68	0.69	0.71	0.74
6.75	0.54	0.56	0.59	0.61	0.64	0.66	0.68	0.69	0.71	0.72	0.74
7.00	0.57	0.57	0.60	0.62	0.65	0.67	0.69	0.71	0.72	0.74	0.75
7.25	0.60	0.58	0.61	0.63	0.66	0.68	0.70	0.72	0.74	0.75	0.77
7.50	0.61	0.61	0.62	0.64	0.67	0.69	0.71	0.73	0.75	0.77	0.78

tabel A4: Figuur 34 in tabelvorm. De  $l_{lin}$  (cm) als functie van de afstand  $z$  (cm) en  $a=y$  (cm)

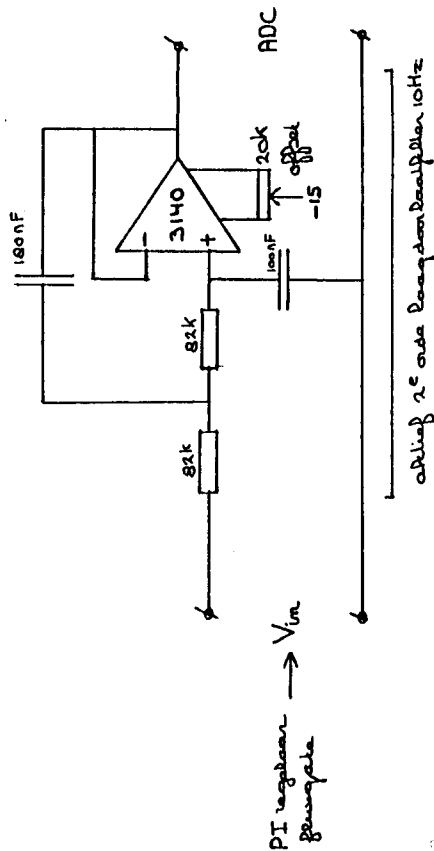
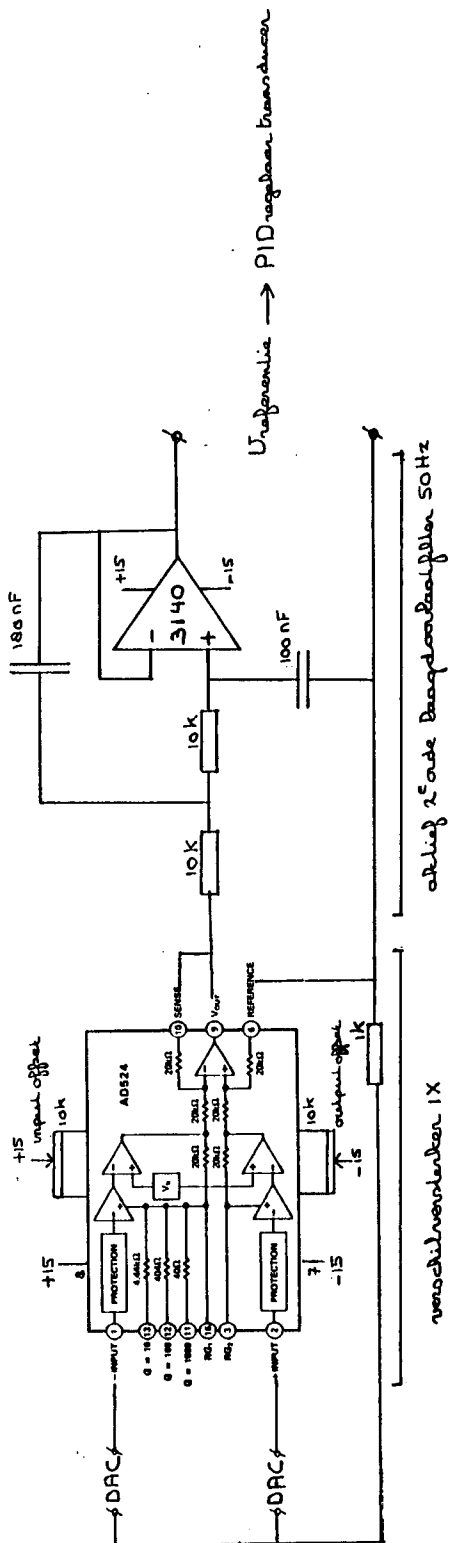
## Appendix D: Electronische schakelingen

In deze appendix zijn de schema's weergegeven van:

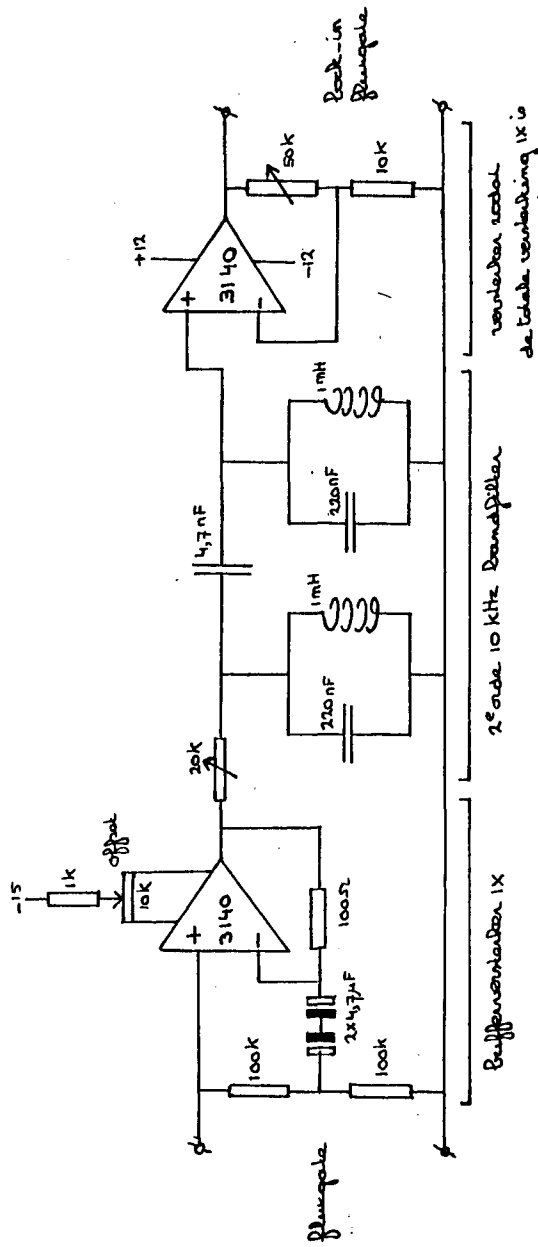
- stroombron 'heatswitch'
- digitale lock-in
- 10 kHz bandfilter
- PI-regelaar fluxgate
- verplaatsingsopnemer
- lock-in verplaatsingsopnemer
- PID-regelaar transducer



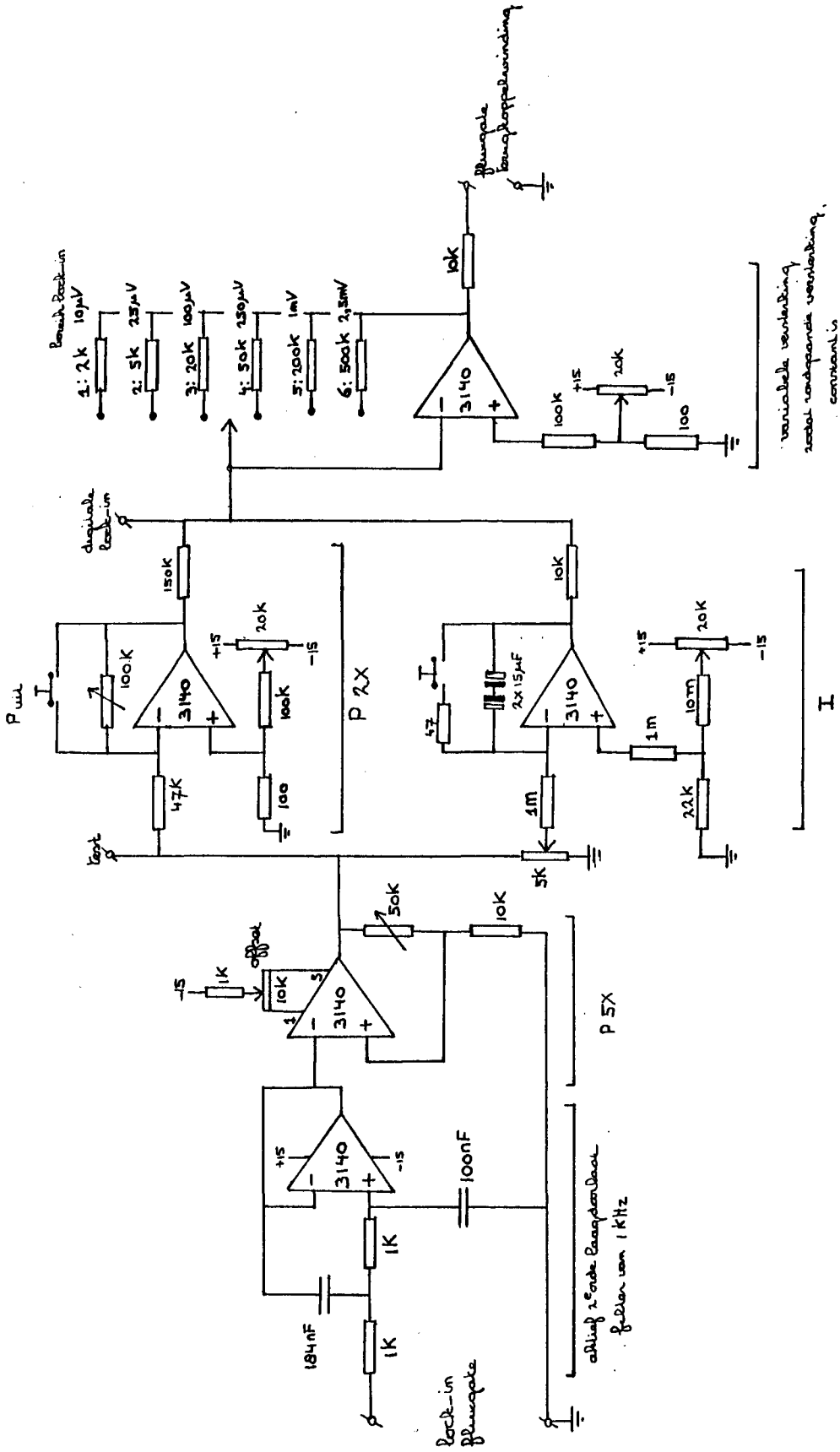
stroombron 'heatswitch'



digitale lock-in

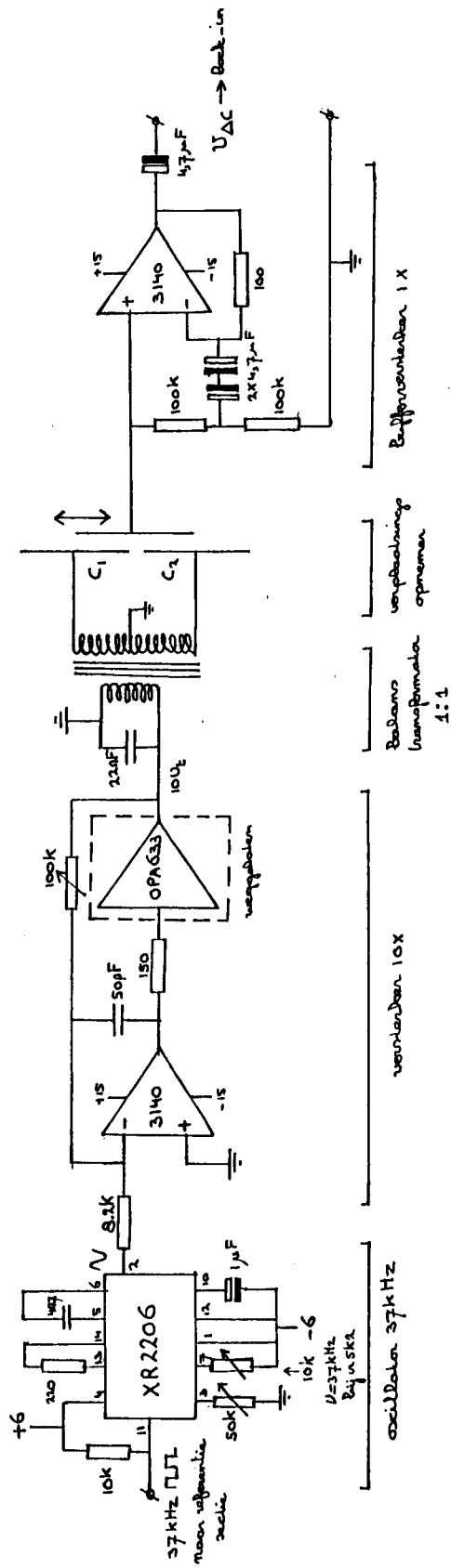


10 kHz bandfilter



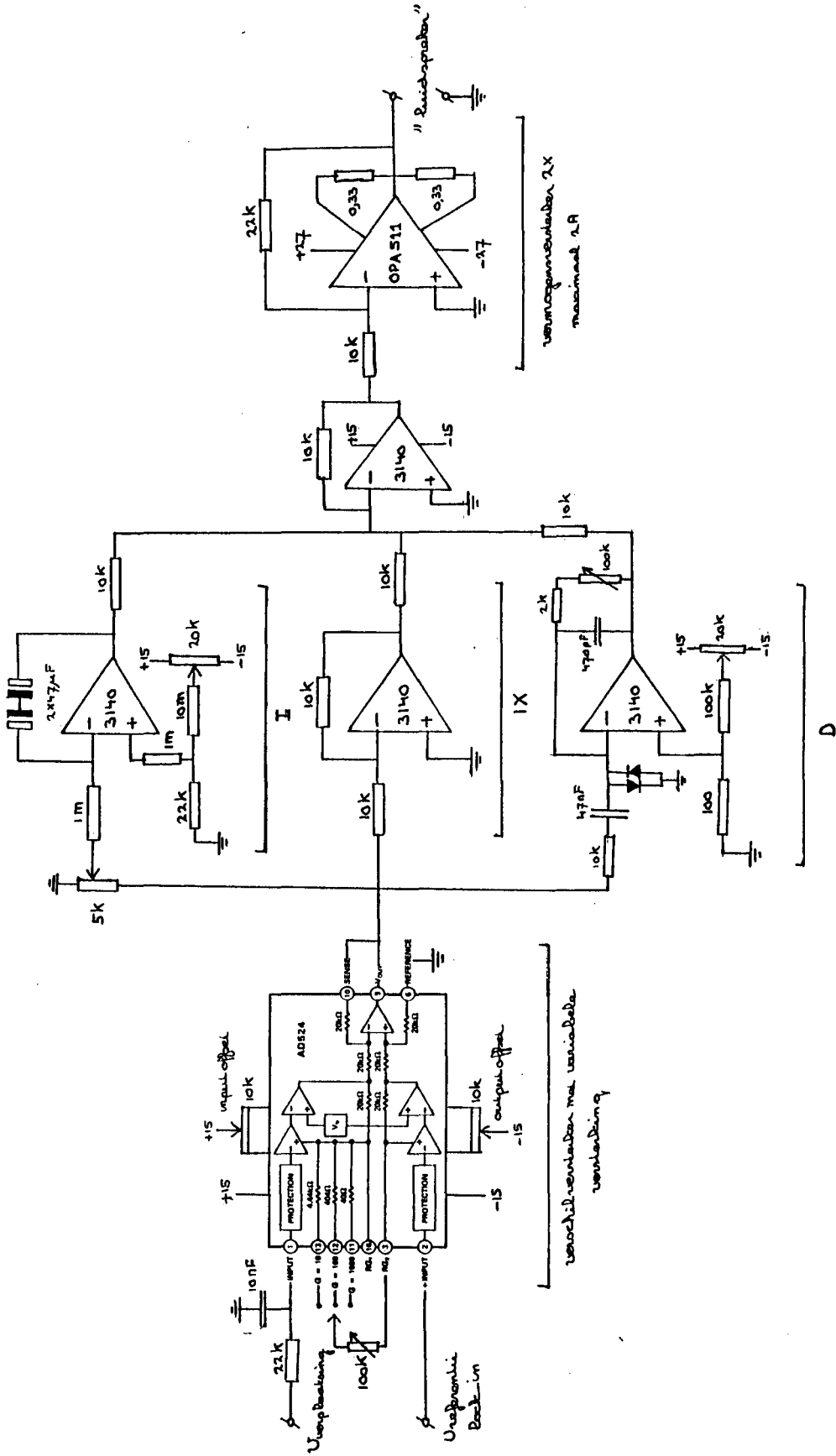
PI-regelaar fluxgate





verplaatsingsopnemer





PID-regelaar transducer