

Forside

## 1. Synopsis

Formålet med dette projekt er at fremstille en afstandsmåler baseret på en Lineær Variabel Differential Transformer, herefter LVDT. Princippet bag dette instrument bygger på elektromagnetisme.

Systemet består af selve LVDT'en, som er opbygget af en primærspole og to sekundærspoler, i hvilke en kerne af et magnetiserbart materiale bevæger sig i et givent måleinterval. Udgangssignalet fra sekundærspolerne sendes derefter gennem et signalbehandlingskredsløb, der foretager en ensretning, filtrering og forstærkning af signalerne. Dette gøres for at skabe et hensigtsmæssigt forhold mellem kernens forskydning og udgangssignalet fra signalbehandlingen.

På det samlede system, bestående af LVDT'en og signalbehandlingskredsløbet, gennemføres en række tests. Disse skal dels gøre rede for systemets linearitet og sammenhæng mellem forskydning og udgangsspænding, samt måleopløsningen.

Som konklusion findes, at afstandsmåleren kan opfylde disse krav med en maksimal afvigelse i positionsbestemmelsen på 1,4 %.

## 2. Forord

Med denne rapport gives der indsigt i de problemstillinger, der er ved konstruktion af en LVDT-baseret afstandsmåler. Rapporten har til hensigt at beskrive, hvorledes henholdsvis en LVDT og et signalbehandlingskredsløb konstrueres. Systemet vil blive testet og efterfølgende kommenteret med henblik på mulige fremtidige forbedringer.

Rapporten henvender sig ikke til et specifikt firma, men er tænkt som en general purpose gennemgang af fremstilling og undersøgelse af en sådan afstandsmåler.

Under projektet er der modtaget vejledning fra:

Kurt Bloch Jessen

Ole Albrektsen

---

---

---

---

## Indholdsfortegnelse

1.	Synopsis.....	2
2.	Forord.....	2
3.	Projektoplæg .....	5
4.	Problemformulering .....	5
4.1.	Målformulering .....	5
4.2.	Kravspecifikation .....	6
4.3.	Projektafgrænsning.....	6
4.4.	Rapportopbygning .....	6
5.	LVDT/Spolerne.....	7
5.1.	Indledning .....	7
5.2.	Indledende beregninger.....	8
5.2.1.	Kernen.....	9
5.2.2.	Spole med kerne .....	10
5.3.	Valg af spoletype.....	11
5.3.1.	Kapacitanser.....	12
5.3.2.	Beregningsmodel .....	13
5.3.3.	Magnetisk flux i LVDT'en.....	14
5.3.4.	Udgangsspændingerne .....	15
5.4.	Bevis for LVDT'ens linearitet.....	15
5.5.	Dimensionering .....	17
5.6.	Test og undersøgelse af LVDT'en.....	20
5.6.1.	Undersøgelse af frekvens.....	20
5.6.2.	Undersøgelse af linearitet.....	22
5.6.3.	Undersøgelse af induktans .....	26
5.7.	Undersøgelse af kernen.....	28
5.7.1.	Eksperimentel måling af $\mu_r$ .....	29
5.7.2.	Måling af hysteresekurve.....	30
5.7.3.	Udførelse.....	31
5.7.4.	Resultater.....	32
5.8.	Delkonklusion .....	33
6.	Signalbehandling.....	34
6.1.	Begrundelse for valg af dividerkredsløb.....	36
6.2.	Buffer.....	36
6.3.	Ensretterne .....	37
6.3.1.	Halvbølge ensretter.....	37
6.3.2.	Helbølge ensretter.....	38
6.3.3.	Præcisions halvbølge ensretter .....	38
6.3.4.	Præcisions helbølge ensretter .....	39
6.4.	Afvigelse på ensretterne.....	42
6.5.	Instrumenteringsforstærker .....	44
6.6.	Summator og efterfølgende inverterende forstærker.....	45
6.7.	Dividerkredsløb.....	46
6.8.	Det færdige kredsløb .....	49
6.9.	Test af båndbredde .....	49
6.10.	Usikkerhedsberegning på lavpasfilteret.....	50

6.10.1.	Offsetfejl .....	51
6.10.2.	Biasfejl .....	51
6.10.3.	CMRR .....	51
6.10.4.	PSRR .....	51
6.10.5.	Fejlfaktoren $K_f$ .....	51
6.10.6.	Usikkerhed i forbindelse med overføringsfunktionen .....	52
6.10.7.	Samlet usikkerhed på lavpasfilteret .....	53
6.11.	Delkonklusion .....	53
7.	Samlet test af systemet. ....	54
8.	Diskussion.....	59
8.1.	LVDT .....	59
8.2.	Elektrisk signalbehandling.....	59
8.3.	Test .....	59
9.	Konklusion.....	60
10.	Perspektivering.....	61
11.	Litteraturliste.....	62
12.	Apparaturliste.....	63
13.	Komponentliste .....	64
14.	Symbolliste .....	65
15.	Bilag .....	66
15.1.	Måledata fra frekvensundersøgelsen. ....	66
15.2.	Måledata fra undersøgelsen af LVDT'en .....	67
15.3.	Opslag til: Måling af hysteresekurve.....	68
15.4.	Opslag til måling af hysteresekurve. ....	69
15.5.	Diagram over ensretteren.....	70
15.6.	Diagram over Dividerkredsløbet .....	71
15.7.	Konstruktionstegninger over måleopstilling .....	72
15.8.	Test af det samlede system .....	73

### 3. Projektoplæg

Der ønskes fremstillet en positionsmåler baseret på en lineær variabel differential-transformer (LVDT). Udover dimensioneringen og konstruktionen af selve LVDT'en, skal der fremstilles et interface med tilhørende analog signalbehandling, så følgende krav er opfyldt:

- Positionsbestemmelsen skal foregå i intervallet 0-25 mm med en nøjagtighed bedre end 4 % af Full Scale og en opløsning bedre en 0,1 mm.
- Følsomheden: 1,0 V/cm.
- Systemets båndbredde: 2Hz.
- Positionsmåleren skal kunne anvendes i et laboratoriemiljø.

Der er en forsyningsspænding på  $\pm 15$  V til rådighed.  
Der ønskes blandt andet redegjort for følgende:

- Positionsmålerens linearitet.
- Krav til strømforsyningens nøjagtighed.
- Udførlig testprocedure for en af interface elektronikkens delblokke herunder en usikkerhedsberegning.

### 4. Problemformulering

#### 4.1. Målformulering

Til brug i et laboratorium ønskes fremstillet en positionsmåler, der er baseret på en LVDT.

En LVDT består af et antal spoler, der opdeles i to kategorier, henholdsvis primær og sekundær. Spolerne placeres omkring samme akse, enten i forlængelse af eller uden på hinanden. Der placeres en kerne i spolerne med centrum på denne akse.

Når kernen forskydes langs aksen, bevirker det en ændring i spolerne's inductanser. Primærspolen påtrykkes en indgangsspænding, dette vil give anledning til en spænding over sekundærspolerne, som vil være en funktion af kernens placering i disse.

Ved hjælp af et elektrisk kredsløb, der behandler den inducerede spænding, kan positionen af kernen beregnes.

Formålet med signalbehandlingskredsløbet er, at gøre udgangssignalet fra sekundærspolerne umiddelbart læseligt, f.eks. ved at tilpasse signalet, så én volt svarer til en ændring i kernens position på 1 cm. Signalbehandlingskredsløbet kan også designes til at reducere indflydelsen fra forskellige former for forstyrrelser, som elektrisk støj og temperaturændringer.

Problemstillingen kan opsummeres således:

Der ønskes fremstillet en positionsmåler ved hjælp af en LVDT og et elektrisk kredsløb. Måleren skal være en general-purpose afstandsmåler, som kan inkorporeres i andre elektriske eller mekaniske enheder.

Signalbehandlingskredsløbet designes med tanke på at reducere forstyrrelser fra ydre påvirkninger, dvs. elektrisk støj og variationer i indgangsspændingen.

Der vil i rapporten bl.a. blive redegjort for:

- Positionsmålerens linearitet.
- Strømforsyningens nøjagtighed.
- Udførlig testprocedure for en af interface elektronikkens delblokke herunder en usikkerhedsberegning.

#### 4.2. Kravspecifikation

Der stilles følgende krav til systemet (LVDT og signalbehandling):

- Der måles i intervallet 0-25 mm.
- Nøjagtighed på 1 mm hvilket svarer til 4% af full scale.
- Opløsning på 0,1 mm.
- Følsomhed på 1,0 V/cm.
- Systemets båndbredde 2 Hz.

#### 4.3. Projektafgrænsning

Der vil i dette projekt udelukkende blive fremstillet en prototype af en LVDT samt signalbehandlingskredsløb. Det forudsættes at aftageren selv sørger for de nødvendige spændingsforsyninger og instrumenter til visning af outputtet fra signalbehandlingskredsløbet, f.eks. et voltmeter.

#### 4.4. Rapportopbygning

Selve hovedrapporten er opdelt i tre hovedafsnit. Først gennemgås selve LVDT'en. Dette afsnit indeholder teorien bag en generel LVDT, samt dimensionering og test af færdige LVDT. I næste hovedafsnit beskrives konstruktion, opbygning og test af signalbehandlings-kredsløbet, samt en undersøgelse og usikkerhedsberegning på et delelement heraf. Det sidste hovedafsnit indeholder tests af det samlede system, hvori både linearitet, udgangssignal og måleopløsning undersøges.

## 5. LVDT/Spolerne

### 5.1. Indledning

En LVDT er et præcisions instrument, der benyttes til afstandsmålinger. Dets virkemåde er baseret på elektromagnetisme, hvor en måling i et givet interval omsættes til et elektrisk signal. Dette sker ved at benytte spoler med kerner, hvis placering påvirkes mekanisk. Herved opstår der en forandring i den elektromagnetiske karakteristisk for instrumentet.

Når en strøm sendes igennem en spole, vil der blive skabt et magnetfelt  $\vec{B}$ , hvis retning er givet ved højrehåndsreglen. Styrken af magnetfeltet vil være en funktion af spolens geometri, samtidig med at det vil afhænge af strømmen gennem spolen. I forbindelse med spolens ender vil der opstå spredning, hvis rumlige forløb primært afhænger af spolens geometri. Spredningen vil, ved korrekt valg af spolegeometri, kunne begrænses til områder hvor den er uden interesse for LVDT'en.

En spole som kun består af en leder, og eventuelt en spoleform hvorpå lederen er viklet, kaldes for en luftspole. I en sådan spole, eller en brøkdelt heraf, placeres der en kerne bestående af et magnetiserbart materiale. På grund af materialets atomare struktur vil det blive magnetiseret af spolen. Magnetiseringen  $\vec{M}$  vil, afhængig af materialet samt størrelsen af det påtrykte magnetfelt, give anledning til en påvirkning af magnetfeltets styrke og orientering i spolen. Den resterende del af spolen, der ikke er udfyldt af kernen, kan ækvivaleres med en luftspole. Den totale model, der kaldes den ækvivalente spolemodel, vil bestå af en serieforbindelse af disse to spoletyper.

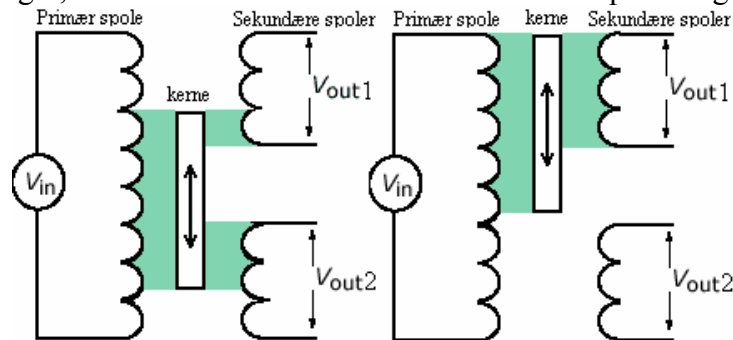
Hvis to spoler placeres om en vilkårlig kerne, betegnes de som værende magnetisk koblete. Dette gør sig gældende, uanset om kernen er udformet som en cylinder, rektangulær kreds eller en torus. Når der sendes en strøm gennem den ene spole, vil dette give anledning til et magnetfelt, som på baggrund af kernens magnetisering vil lede feltet gennem den anden spole. Hvis den ene af spolerne påtrykkes en vekselstrøm, vil der tilsvarende opstå et vekslende magnetfelt, der på baggrund af den magnetiske kobling ligeledes passerer gennem begge spoler. Det vekslende magnetfelt som skabes i den ene spole, vil ud fra Faradays lov give anledning til en potentialeforskel i den anden spole. Hvis spolens elektriske kreds er sluttet, vil der herved løbe en strøm. Denne strøm gennem spolen vil skabe et magnetfelt, der tilsvarende vil kunne påvirke den første spole. På denne måde vil de to spoler gensidigt påvirke hinanden. Er den anden spolens elektriske kreds derimod åben, eller er strømmen så lille, at der med fordel kan ses bort fra den, vil den første spole ikke blive påvirket.

Hvis en af de betragtede spoler ikke antages at være udfyldt af kernen, vil en eventuel variation i kernens placering give anledning til en forandring af dens ækvivalente spolemodel. Dette bevirker, at forholdet mellem luftspolen og spole med kerne varieres, hvorved der på baggrund af forskellen i styrken af magnetfeltet i de to spoletyper, opstår en tilsvarende variation af den registrerede vekselspænding. Dette er grundprincippet i en LVDT, hvilket vil blive behandlet i detaljer gennem hovedafsnit 5 i rapporten.

Indledningsvis opsættes beregningsmodeller for den ækvivalente spolemodel, der efterfølgende vil blive benyttet til at vælge en optimal konfiguration af LVDT'en. På denne foretages efterfølgende en argumentation for de valgte dimensioner, hvilket afsluttes med en række tests.

## 5.2. Indledende beregninger.

LVDT'en kan som øvrige transformatorer opdeles i primære og sekundære spoler. I primærspolen skabes med en vekselstrøm et periodisk magnetfelt. Den magnetiske karakteristika for primærspolen skal forblive konstant, uanset kernens position i et fastlagt måleområde. Dette betyder, at der skal være samme konstante forhold mellem størrelserne i den ækvivalente spolemodel. For sekundærspolerne derimod, skal de magnetiske karakteristika og dermed de ækvivalente spolemodeller variere, når kernen forskydes. Dette vil give anledning til en variation i sekundærspolernes udgangsspændinger, som herved bliver en funktion af kernens placering.



**Figur 5-1** En vilkårlig LVDT i to forskellige situationer. Den ækvivalente spolemodel er i begge tilfælde ens for hver af primærspolerne, men forskellig for de to par sekundærspoler. På figuren tages ikke højde for spredning. Kilde: Litteraturliste, internetadresse nr. 5

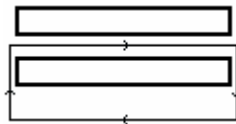
Antages sekundærspolerne at være konstant udfyldte af en kerne, bestående af et homogent magnetisk materiale, vil en eventuel forskydning af kernen ikke bevirke en forandring i udgangsspændingerne. Dette skyldes, at de ækvivalente modeller vil forblive konstante for hver af sekundærspolerne. På figur 5-1 er angivet en vilkårlig LVDT i to forskellige situationer. Den ækvivalente spolemodel er, som det fremgår, forskellig for de to par sekundærspoler til højre på hver LVDT. Derimod er den konstant for primærspolerne, som befinder sig til venstre, da forholdet mellem den del der udgøres af henholdsvis en luftspole og en spole med kerne forbliver konstant.

For en vilkårlig spole kan det magnetiske felt beregnes ved at benytte Amperes lov. Hvis spolens længde  $l$ , ikke er meget større end dens diameter  $d$ , vil der opstå uønskede spredningsfænomener. Dette skal, ved den specifikke anvendelse i en LVDT, begrænses mest mulig for at opnå lineær sammenhæng mellem udgangsspændingen og placeringen af kernen. Derfor antages længden at være betydelig større end diameteren af spolen, hvorved spredningen kun vil optræde som et randfænomen. På denne opbygning benyttes Amperes lov.

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu_0 \cdot I_{oms.}$$

**Ligning 5-1**

Sidste variabel på højre side af ligning 5-1 er det omsluttede ampere-vindingstal, mens  $\mu_0$  er permeabiliteten i vakuum. Integrationsvejen  $d\vec{s}$  vælges, så der kun er bidrag langs en ret linje gennem spolens centrum, se figur 5-2. Udenfor spolen antages størrelsen af magnetfeltet at være tæt på nul, hvorved det ikke indgår i betragtningerne. Bidragene fra de to lodrette endeflader forsvinder af to grunde. Magnetfeltet antages for det første at være vinkelret på de to integrationskurver, hvorved bidraget, på grund af skalarproduktet, bliver lig nul. Derudover er de to integrationskurver antiparallelle, hvorved deres bidrag har modsat fortegn, og summen bliver herved lig nul. I spolens centrum er magnetfeltet og integrationskurven med længden  $l$  parallelle, hvorved skalarproduktet erstattes med en multiplikation af vektorernes størrelser.



**Figur 5-2** Tværsnit af lang spole med integrationsvej indlagt.

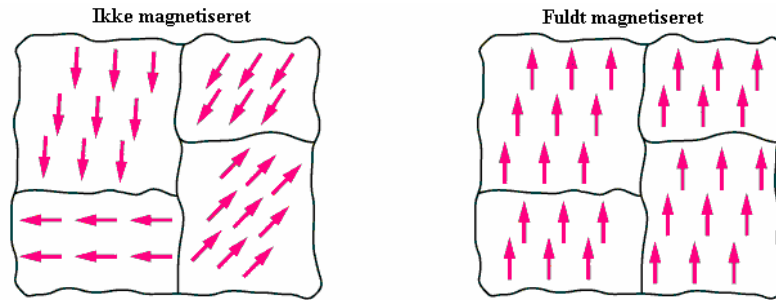
Ud fra disse betragtninger kan magnetfeltet i centrum af en solenoide med længden  $l$  vindingstætheden  $n$  og strømmen  $I$  beregnes ved hjælp af ligning 5-2.

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu_0 \cdot I_{oms.} \Rightarrow |\vec{B}| \cdot l = \mu_0 \cdot n \cdot I \Leftrightarrow |\vec{B}| = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{l}; [T] \quad \text{Ligning 5-2}$$

### 5.2.1. Kernen

Når en kerne indsættes, vil magnetfeltet i solenoiden bevirke en magnetisering  $\vec{M}$  af materialet, hvilket er en vektoriel størrelse. Magnetiseringen opstår på baggrund af det enkelte atoms reaktion på den ydre påvirkning. Da atomet indeholder elektriske ladninger i bevægelse, kan det ækvivaleres med en magnetisk dipol  $\vec{p}$ , der tilsvarende er en vektoriel størrelse. For ferromagnetiske materialer, der ikke tidligere har været påvirket af et magnetfelt, vender disse dipoler i vilkårlige retninger. Dette medfører, at summen af det samlede magnetfelt for hele materialet bliver lig nul. Det samme gælder for materialer, der *ikke* er ferromagnetiske. Forskellen består blot i, at disse materialer kun udviser magnetiske egenskaber, når de befinder sig i et eksternt magnetfelt, og at de derved ikke bevarer deres magnetisering. De forskellige magnetiske materialer inddeles i grupper efter orientering og relativ styrke af deres magnetisering. De materialer hvor magnetiseringen er forholdsvis lille og antiparallell med det eksterne felt, kaldes for diamagnetiske. Denne gruppe danner ikke permanente magnetiske dipoler, og bevarer derved ikke sin magnetisering. Tilsvarende findes der paramagnetiske materialer, hvor magnetiseringen har samme orientering som det eksternt påtrykte felt. Styrken er forholdsvis lille, da magnetiseringen reduceres ved en gensidig ligevægt med termiske bevægelser i materialet. Disse bevirker, at de magnetiske dipoler antager nogle mere tilfældige stillinger. Til LVDT'en vil der, for at skabe grundlag for de størst mulige udgangsspændinger med mindst mulig materialeforbrug, blive anvendt et ferromagnetisk materiale, da dets magnetisering er større sammenlignet med de paramagnetiske materialer. Databladet for kernen der benyttes i LVDT'en, er angivet på Bilag 15.3 tabel 15-3.

Påvirkes dipolerne i et magnetisk materiale af et eksternt magnetfelt, vil de forsøge at opnå en stilling med mindst mulig potentiel energi. Denne stilling opnås, når dipolvektorerne er parallelle med magnetfeltsvektoren. Dipolerne vil derfor, afhængig af materialet samt størrelsen af det eksterne magnetfelt, antage nye positioner i ensrettede domæner. Summen af de individuelle domæners magnetfelter er herved forskellig fra nul. Disse domæner kan bestå af op til  $10^{21}$  atomer. Fænomenet er angivet for et vilkårligt magnetiserbart materiale med to eksempler i figur 5-3. I det ene materiale er summen af det interne felt lig nul, mens det andet er givet ved en størrelse og retning. Dette betyder, at det har været eller er påvirket af et eksternt magnetfelt. Når det højest mulige antal domæner for det betragtede materiale er rettet ind efter det eksterne felt, betegnes materialet som mættet. Dette kommer til udtryk ved, at en yderligere forøgelse af magnetfeltet ikke bevirker en tilsvarende forøgelse af magnetiseringen. Sammenhørende værdier af styrken for henholdsvis det eksterne felt og magnetiseringen ved mætning, er afhængig af materialet der anvendes.



**Figur 5-3** Illustration af magnetiske domæner for henholdsvis et ikke og et fuldt magnetiseret materiale.  
Kilde: Litteraturliste, internetadresse nr. 6

Magnetiseringen bliver, på baggrund af de foregående betragtninger, et udtryk for dipolmomentet  $\vec{p}$  pr. volumen.

$$\vec{M} = \frac{\vec{p}}{V} \Leftrightarrow |\vec{M}| = \frac{I \cdot A}{V} = \frac{I}{l}; \left[ \frac{A}{m} \right] \quad \text{Ligning 5-3}$$

### 5.2.2. Spole med kerne

Da en vilkårlig dipol kan erstattes med en solenoide med  $N$  vindinger, tværsnitsarealet  $A$  og strømmen  $I$ , kan et samlet udtryk for magnetfeltet fra en spole med kerne opstilles. Dette er givet ved summen af bidragene fra henholdsvis materialet  $\vec{B}_{kerne}$  og luftspolen  $\vec{B}_{sol,luft}$ :

$$|\vec{B}_{tot}| = |\vec{B}_{sol,luft}| + |\vec{B}_{kerne}| = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{l} + \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{l} \cdot \frac{A}{A} = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{l} + \frac{\mu_0 \cdot \vec{m}}{V}; |\vec{m}| = N \cdot I \cdot A$$

**Ligning 5-4**

Det sidste led i ligning 5-4 er det magnetiske moment  $\vec{m}$  pr. volumen, hvilket er lig magnetiseringen. For at adskille materialets og luftspolens bidrag til magnetfeltet, defineres en størrelse, som kaldes den magnetiske intensitet  $\vec{H}$ . Denne er ligesom magnetfeltet, magnetiseringen og det magnetiske moment en vektoriel størrelse.

$$\vec{B}_{tot} = \vec{B}_{sol,luft} + \mu_0 \cdot \vec{M} \Leftrightarrow \vec{H} \equiv \frac{\vec{B}_{sol,luft}}{\mu_0} = \frac{\vec{B}_{tot}}{\mu_0} - \vec{M}; \left[ \frac{A}{m} \right] \quad \text{Ligning 5-5}$$

Da magnetiseringen er en funktion af spolens magnetfelt, er den herved også en funktion af den magnetiske intensitet. For materialer der *ikke* er ferromagnetiske, varierer størrelsen af magnetiseringen lineært med styrken af det eksternt påtrykte magnetfelt. Herved varierer det tilsvarende lineært med størrelsen af den magnetiske intensitet. For ferromagnetiske materialer er der ikke lineær sammenhæng gennem magnetiseringsforløbet, men der kan defineres et arbejds punkt, omkring hvilket små udsving betragtes som værende lineære.

Ferromagnetiske materialer udviser hysteres, hvor bredden af kurven er et udtryk for materialets magnetiske hårdhed. Da der som beskrevet defineres et arbejds punkt, for at opnå lineær sammenhæng mellem udgangsspænding og placering af kernen, betragtes denne kurve som punktvis lineær.

I de lineære tilfælde, hvad enten det er approksimativt i et arbejds punkt eller over hele magnetiseringsforløbet, defineres en materialekonstant som knytter magnetiseringen og

den magnetiske intensitet sammen. Denne dimensionsløse konstant kaldes susceptibiliteten.

$$\vec{M} = \chi_m \cdot \vec{H} \quad \text{Ligning 5-6}$$

Herved kan det totale magnetfelt for en spole med kerne udtrykkes på følgende måde:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} + \mu_0 \vec{M} = \mu_0 \cdot \vec{H} + \mu_0 \cdot \chi_m \cdot \vec{H} = \mu_0 \cdot (1 + \chi_m) \cdot \vec{H} \quad \text{Ligning 5-7}$$

$$\mu_r = (1 + \chi_m)$$

Faktoren i parentesen i ligning 5-7 kaldes den relative permeabilitet  $\mu_r$ . Ved at benytte ligning 5-7 kan produktet af den magnetiske intensitet og permeabiliteten for vakuum erstattes med magnetfeltet fra luftspolen. Magnetfeltet for en spole med kerne  $\vec{B}_{sol,kerne}$  er herved givet ved:

$$\vec{B}_{sol,kerne} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} = \mu_r \cdot \vec{B}_{sol,luft} \Leftrightarrow |\vec{B}_{sol,kerne}| = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N \cdot I}{l} \quad \text{Ligning 5-8}$$

For et vilkårligt magnetfelt kan den magnetiske flux beregnes. Fluxen er en skalar, som er udtryk for tætheden af magnetfeltet gennem en given flade. Via Faradays lov hænger den magnetiske flux sammen med den spænding, der kan induceres i en spole, når den gennemstrømmes af et vekslende magnetfelt. Den magnetiske flux beregnes som fladeintegralet af skalarproduktet mellem magnetfeltet og arealvektoren  $d\vec{A}$  for spolens tværnsnitsareal.

$$\Phi_B \equiv \int_F \vec{B} \cdot d\vec{A}; [Wb] \quad \text{Ligning 5-9}$$

Ved hjælp af ligning 5-9 kan den inducerede spænding for den ækvivalente spoilemodel beregnes ud fra Faradays lov:

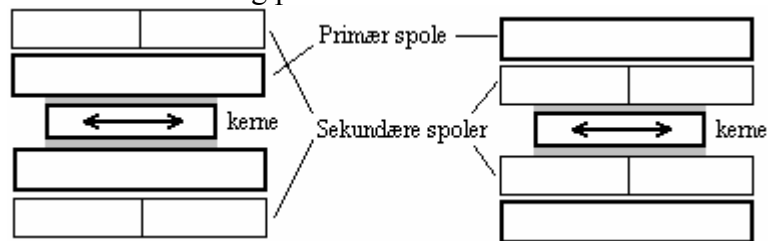
$$\varepsilon(t) = -\frac{d\Phi_{B_{tot}}(t)}{dt} = -\left( \frac{d\Phi_{B_{sol,luft}}(t)}{dt} + \frac{d\Phi_{B_{sol,kerne}}(t)}{dt} \right); [V] \quad \text{Ligning 5-10}$$

### 5.3. Valg af spoletype.

En LVDT er oftest opbygget af flere primær- og sekundærspoler, der på grund af strømmene i spolerne vil påvirke hinanden gensidigt. Det er dog mest almindeligt, at der kun benyttes én primærspole, da dens statiske funktion i kredsløbet godt kan udføres med én enkelt spole. Dette er samtidig med til at bringe unødvendige udgifter ned. En meget anvendt konfiguration består i at anvende to sekundærspoler. Herved kan kernens placering bestemmes i den efterfølgende signalbehandling, ved hjælp af forholdet mellem to udgangsspændinger. Sekundærspolerne kan placeres på flere forskellige måder. Eksempelvis kan LVDT'en opbygges, så sekundærspolerne befinder sig på hver sin side af primærspolen. En forskydning af kernen i måleområdet bevirker herved en spændingsstigning, i den spole kernen forskydes ind i, og en tilsvarende spændingsreduktion i den spole kernen bevæger sig ud af.

Da LVDT'ens anvendelse bygger på linearitet mellem spænding og forskydning i måleområdet, er det yderst vigtigt, at spredningen af magnetfeltet begrænses mest muligt. Visse opbygninger skaber mindre spredning end andre. Ved placering af sekundærspolerne på hver sin side af primærspolen, vil der uundgåeligt ske en vis spredning langs LVDT'ens centrale akse. Størrelsen samt betydningen af denne

spredning afhænger af LVDT'ens geometri, og den kan derfor begrænses ved et fornuftigt design. Spredningen kan dog yderligere reduceres ved at placere primær- og sekundærspolerne uden på hinanden. Ved dette konstruktionsprincip kan der samtidig opnås en særdeles god gensidig magnetisk kobling. Dette medfører, at spredningen hovedsagligt bliver begrænset til et randfænomen i LVDT'ens ender. Trods den ringe spredning kan konstruktionen forfines yderligere, ved at betragte hvilken konfiguration af primær- og sekundærspolerne der er bedst. Der er to muligheder, enten kan sekundærspolerne placeres yderst, så de omslutter hver deres halvdel af primærspolen, eller de kan placeres inderst med primærspolen som den yderste omsluttende spole. I forbindelse med anvendelse af Amperes Lov i ligning 5-2 blev det antaget, at størrelsen af magnetfeltet uden for spolen var uden betydning. Dette medfører, ud fra denne betragtning alene, at den sidste konfiguration vil være mest fordelagtig til anvendelse i LVDT'en. Dette skyldes, at fluxen gennem et givent areal i sekundærspolerne, med meget god tilnærmelse vil svare til fluxen gennem det samme areal i primærspolen. Herved kan der opnås en særdeles god magnetisk kobling, der medfører overensstemmelse mellem teori og praksis.



**Figur 5-4** Principiel opbygning af konfigurationen med omsluttende spoler. Til venstre omslutter de to sekundære spoler den primære, og omvendt til højre. Spolerne er af illustrationsmæssige årsager forkortet.

### 5.3.1. Kapacitanser.

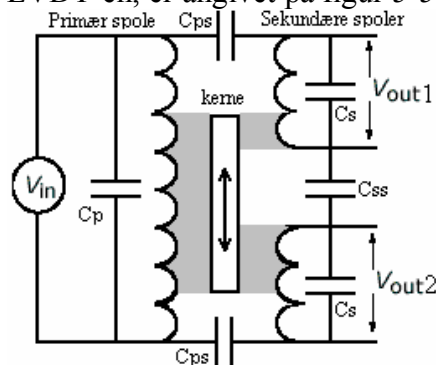
En alternativ trådtype, der rummer mange fordele fra en magnetisk betragtning, er litzetråd. Denne trådtype er karakteriseret ved, at den består af en række meget tynde individuelle isolerede ledere, der er viklet sammen til én fælles ledning. Ved at samle disse ledere i grupper, kan der konstrueres en spoletype, hvor primær- og sekundærspolerne er placeret internt i hinanden. Herved opnås en tilnærmelsesvis perfekt magnetisk kobling, da fluxen gennem primærspolen med meget lille afvigelse vil være den samme igennem sekundærspolerne. En stor ulempe ved denne konstruktionsmetode er dog en kraftigt forøgelse af kapacitansen mellem primær- og sekundærspolerne, hvorfor denne løsning ikke vil blive benyttet. Fælles for de behandlede konfigurationer er, at de alle indeholder en sådan kapacitans. Den vil dog antage betydeligt mindre proportioner for de øvrige typer, da primær- og sekundærspolerne på grund af de interne beliggenheder, befinder sig i en større afstand fra hinanden.

Kapacitansen opstår på baggrund af det elektriske felt, der befinder sig mellem spolerne. Størrelsen af det elektriske felt aftager med afstanden, hvilket bevirker at styrken af feltet og derved kapacitansen, er større i det tilfælde hvor der anvendes litzetråd.

En reduktion i kapacitansen kommer herved til at ske på bekostning af den magnetiske kobling mellem spolerne, der tilsvarende vil være dårligere for de øvrige typer.

Samme argumentation angående elektriske felter og de heraf opstående kapacitanser, kan benyttes på henholdsvis primær- og sekundærspolerne hver for sig. Derudover kan

den benyttes gensidigt mellem de to sekundærspoler. Alle kapacitanserne, som optræder i et givent omfang internt i LVDT'en, er angivet på figur 5-5.



**Figur 5-5** Illustration af interne kapacitanser der optræder i LVDT'en. Subskripterne angiver positionerne. Kilde: Litteraturliste, internetadresse nr. 5

De capacitive koblinger over hver af spolerne, kan som det fremgår af figur 5-5, ækvivaleres med en kondensator parallel med den pågældende spole. Disse koblinger har indflydelse på spolerens resonansfrekvenser, men de er dog af langt mindre betydning, da størrelsen af kapacitanserne forudsættes at være i området pF. Herved kommer resonansfrekvenserne, på baggrund af spolerens induktanser som er i størrelsesordenen mH, til at forekomme ved frekvenser der er så høje, at de er uden interesse for LVDT'ens anvendelse. Den capacitive kobling mellem sekundærspolerne, kan ligesom den mellem primær- og sekundærsiden have indflydelse på LVDT'ens funktionalitet.

Fælles for dem alle er, at hvis deres størrelse når et vist niveau, vil de hver især bevirke, at der opstår en ledningsevne mellem de to punkter i LVDT'en, hvor de befinder sig. Dette kan i første omgang medføre ulinearitet, da der opstår et uønsket bidrag i det betragtede knudepunkt. I takt med at ledningsevnen vokser, kan det ligeledes medføre at potentialerne på for eksempel sekundærspolerne til en vis grad følges ad, når kernen forskydes.

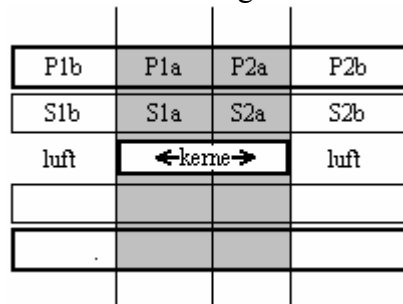
De individuelle spolerens interne og gensidige kapacitanser er vanskelige at bestemme eksperimentelt. Dette skyldes, at spolerne som beskrevet hver især består af blandt andet en parallelkobling af en ideel spole og en kondensator. Dette medfører, at målingerne skal udføres med et måleapparat, som bringer spolerne i resonans, hvorved de forskellige kapacitanser kan bestemmes. Da LVDT'ens arbejds punkt befinder sig langt fra spolerens resonansfrekvenser, er dette fænomen uden interesse. Ligeledes antages størrelsen af de øvrige kapacitanser, ud fra den valgte opbygning af LVDT'en, at være af meget lille betydning. Herved kan der tilsvarende ses bort fra deres påvirkning af funktionaliteten under de givne forudsætninger om LVDT'ens anvendelse.

### 5.3.2. Beregningsmodel

Transformatorer, der benyttes til strømforsyning, er dimensioneret efter den strøm, de maksimalt skal kunne levere til en given belastning. Betragtes eksempelvis de transformatorer, som benyttes i den samlede elektriske kreds der udgør lysnettet, er der her tale om fysisk store installationer. Sammenholdes disse installationer med de transformatorer, der benyttes ved svagstrømskredse, er der en række ting, der kan ses bort fra, alene på baggrund af de vidt forskellige anvendelser. På dette punkt kommer LVDT'en ind i billedet. Da det elektriske signalbehandlingskredsløb, som den er

tilknyttet, belaster LVDT'en i et meget ringe omfang, kan der ses bort fra den strøm, som LVDT'en sender gennem kredsen.

Dette betyder, at spændingen der induceres i sekundærspolerne, som en reaktion på variationen i fluxen stammende fra primærspolen, ikke vil give anledning til en strøm i spolerne og et derved tilhørende gensidigt magnetfelt. Da det er mest hensigtsmæssigt at dimensionere sekundærspolerne, så de er identiske, vil deres længde på baggrund af den valgte spoletype hver især optage halvdelen af længden af primærspolen. Betragtes en sådan halvdel, udgøres den således af to spoler med samme længde. Disse to spoler består af henholdsvis en hel sekundærspole omsluttet af en halv primærspole. Den samlede LVDT er herved opdelt i 4 spoler fordelt på 2 halvdele alle med samme længde. Disse halvdele opdeles yderligere i andele, der udgør delementerne i den ækvivalente spolemodel for henholdsvis den pågældende primær- og sekundærspole. For hver sammenhørende andel af delementerne i den ækvivalente spolemodel antages, at magnetfeltet stammende fra primærdelen passerer gennem sekundærdelen. Dette gør sig gældende, uanset om det pågældende delement indeholder luft eller kerne. Forskellen består blot i størrelsen af magnetfeltet i de to spoletyper.



**Figur 5-6** Tværsnit af en LVDT opdelt i 4 delementer, der parvis udgør ækvivalente spolemodeller. Elementer vedrørende primær- og sekundærspolerne betegnes med henholdsvis P og S.

Da magnetfelterne i spolerne antages at være parallelle med arealvektorerne, kan skalarprodukterne reduceres til multiplikationer af vektorernes størrelser. Størrelsen af den enkelte spoles arealvektor er lig det indre tværsnitsareal i den pågældende spole. Tværsnitsarealerne for elementerne der tilsammen udgør sekundærspolerne er identiske, hvilket tilsvarende gør sig gældende for primærspolens delementer.

### 5.3.3. Magnetisk flux i LVDT'en

Betragtes sekundærspolen yderst til venstre på figur 5-6, gælder der følgende om den samlede flux i denne spole, hvilket er givet som fluxen gennem én vinding multipliceret med det samlede antal vindinger:

$$\Phi_{B(S1b)}(t) = \left| \vec{B}_{(P1b)} \right| \cdot A_{(S1b)} \cdot N_{(S1b)} = \mu_0 \cdot \frac{N_{(P1b)}}{l_{(P1b)}} \cdot A_{(S1b)} \cdot N_{(S1b)} \cdot I_{(P)}(t) \quad \text{Ligning 5-11}$$

Et tilsvarende udtryk kan opstilles for det næste sammenhørende delement på figur 5-6. Dette delement indeholder en brøkdel af kernen, hvorved ligning 5-8 benyttes:

$$\Phi_{B(S1a)}(t) = \mu_r \cdot \left| \vec{B}_{(P1a)} \right| \cdot A_{(S1a)} \cdot N_{(S1a)} = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{(P1a)}}{l_{(P1a)}} \cdot A_{(S1a)} \cdot N_{(S1a)} \cdot I_{(P)}(t) \quad \text{Ligning 5-12}$$

I ligning 5-11 og 5-12 indgår strømmen gennem den samlede primærspole som en variabel. Koefficienterne mellem strømmen og fluxen i de to ligninger, kaldes den magnetiske koblings gensidige induktans  $M$ , hvilken ligesom selvinduktansen  $L$  har enheden Henry. I dette tilfælde kan den gensidige induktans dog kun opfattes som

ensidig, da det forudsættes, at der ikke løber nogen strøm i sekundærspolerne. Herved påvirker de ikke primærspolen.

I ligning 5-11 og 5-12 fremgår det, at fluxen og dermed den inducerede spænding i den betragtede sekundærspole, blandt andet er en funktion af kernens placering. Dette gælder under den forudsætning, at den gensidige induktans ændres, når kernen forskydes. Dette krav opfyldes kun, hvis den relative permeabilitet for kernen i ligning 5-12 er forskellig fra 1.

Selvinduktansen for primærspolen forbliver derimod, som antaget, konstant i det valgte måleområde, da forholdene i dens ækvivalente spolemodel er konstante.

Erstattes antallet af vindinger, der i ligning 5-11 og 5-12 er angivet med  $N$  samt et subskript, med produktet af vindingstætheden og den tilhørende længde af den pågældende spole, kan ligning 5-11 og 5-12 simplificeres. Vindingstætheden forudsættes at være konstant for hele LVDT'en:

$$\Phi_{B(S1b)}(t) = \mu_0 \cdot n^2 \cdot A_{(S1b)} \cdot l_{(S1b)} \cdot I_{(P)}(t)$$

**Ligning 5-13**

$$\Phi_{B(S1a)}(t) = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot A_{(S1a)} \cdot l_{(S1a)} \cdot I_{(P)}(t)$$

#### 5.3.4. Udgangsspændingerne

Tværsnitsarealet af de to delelementer for sekundærspolen er identiske, samtidig er vekselstrømmen, der gennemløber primærspolens delelementer ens. På ligning 5-13 benyttes herefter Faradays lov, hvorved et udtryk for udgangsspændingen fra en af sekundærspolerne fremkommer, som funktion af kernens placering i spolen.

$$\varepsilon_{sek}(t) = - \left( \frac{d\Phi_{B(S1a)}(t)}{dt} + \frac{d\Phi_{B(S1b)}(t)}{dt} \right) \Leftrightarrow |\varepsilon_{sek}(t)| = \mu_0 \cdot n^2 \cdot A_{sek} \cdot (l_{luft} + \mu_r \cdot l_{kerne}) \cdot |I'(t)|$$

**Ligning 5-14**

I ligning 5-14 indgår størrelsen af den tidsafledte strøm gennem primærspolen.

Hvis den anvendte strømkilde forudsættes at levere en strøm, der er givet ved en sinuskurve, beregnes den tidsafledte strøm på følgende måde:

$$I'(t) = \frac{d}{dt}(\sin(\omega \cdot t + \varphi^\circ)) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \varphi^\circ) \Rightarrow \text{Amp}(I'(t)) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left[ \frac{A}{s} \right]$$

**Ligning 5-15**

Da sekundærspolernes induktanser ændres ved forskydning af kernen, vil der tilsvarende ske en ændring af udgangssignalernes faseforskydning. Denne faseforskydning er dog uden interesse, da den videre signalbehandling foregår med jævnstrømssignaler.

#### 5.4. Bevis for LVDT'ens linearitet.

For at LVDT'en kan bruges, er det vigtigt at dens udgangsspændinger er lineært afhængige af kernens position. I det foregående afsnit blev der fundet:

$$\Phi_{B(S1b)}(t) = \mu_0 \cdot n^2 \cdot A_{(S1b)} \cdot l_{(S1b)} \cdot I_{(P)}(t)$$

**Ligning 5-16**

$$\Phi_{B(S1a)}(t) = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot A_{(S1a)} \cdot l_{(S1a)} \cdot I_{(P)}(t)$$

Da  $\Phi = L \cdot I$ , medfører dette at induktanserne for en luftspole og spole med kerne kan skrives:

$$L_{\text{luft}} = \mu_0 \cdot n^2 \cdot A \cdot l_{\text{luft}}$$

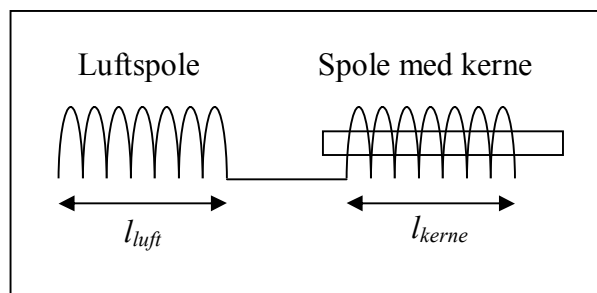
$$L_{\text{kerne}} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot n^2 \cdot A \cdot l_{\text{kerne}}$$

**Ligning 5-17**

Her benyttes L for induktanserne, selvom det egentlig ikke er selvinduktanser, men den gensidige induktans mellem primær og sekundærspole.

Spændingen over en spole er lineært afhængig af dens induktans  $L$ , da der gælder at  $V = L \cdot \frac{di}{dt}$ . For at bevise at udgangsspændingerne fra sekundærspolerne er lineært

afhængig af kernens position, er det derfor tilstrækkeligt at bevise, at den samlede induktans afhænger lineært af kernens position.



**Figur 5-7** Model for spole med delvist indsat kernemateriale.

På figur 5-7 er vist en model for en sekundærspole, som består af en luftspole og en spole med kerne. Det ses af tegningen, at deres samlede induktans blot kan findes ved at lægge deres individuelle induktanser sammen:

$$L = L_{\text{luft}} + L_{\text{kerne}} = \mu_0 \cdot n^2 \cdot A \cdot l_{\text{luft}} + \mu_0 \cdot \mu_r \cdot n^2 \cdot A \cdot l_{\text{kerne}} = \mu_0 \cdot A n^2 \cdot (l_{\text{luft}} + \mu_r l_{\text{kerne}})$$

**Ligning 5-18**

Længden af luftspolen kan udtrykkes som længden af hele spolen  $l$  minus længden af kernen i spolen:

$$l = l_{\text{luft}} + l_{\text{kerne}} \Leftrightarrow l_{\text{luft}} = l - l_{\text{kerne}}$$

**Ligning 5-19**

Der fås så:

$$\begin{aligned} L &= \mu_0 A n^2 (l_{\text{luft}} + \mu_r l_{\text{kerne}}) = \mu_0 A n^2 (l - l_{\text{kerne}} + \mu_r l_{\text{kerne}}) \\ &= \mu_0 A n^2 (l + (\mu_r - 1) \cdot l_{\text{kerne}}) \\ &= a \cdot x + b \end{aligned}$$

**Ligning 5-20**

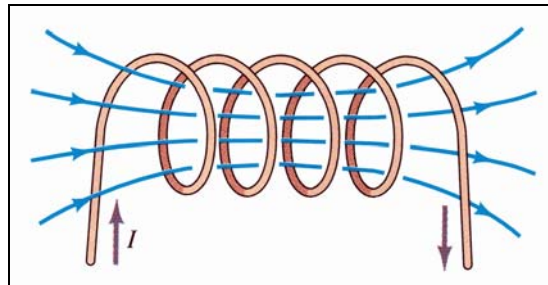
hvor  $a = \mu_0 A n^2 (\mu_r - 1)$ ,  $b = \mu_0 A n^2 l$  og  $x = l_{\text{kerne}} =$  længden af kernemateriale i spolen.

Det er således vist, at en spoles induktans er en lineær funktion af længden af kernemateriale i spolen. Derfor er udgangsspændingen fra spolen også lineært afhængig af denne længde. Det ses desuden, at konstanten  $b$  er lig spolens induktans i det tilfælde, hvor der ikke er kernemateriale til stede.

## 5.5. Dimensionering

Dimensioneringen af LVDT'ens tre spoler er foretaget ud fra en målsætning om at opnå så stor en linearitet som muligt i udgangsspændingen fra LVDT'en. De variable, der skal tages hensyn til for at opnå denne linearitet, er både spolerens fysiske dimensioner og spolerens vindingstal og trådtykkelse.

De fysiske dimensioner skal fastsættes både med tanke på kernens størrelse og på den spredning af magnetfeltet, der uundgåeligt vil opstå nær primærspolens ender, se figur 5-8. Dette betyder i praksis, at primærspolen skal være så lang, at kernen under almindelig brug ikke kommer ud i disse randfelter.



**Figur 5-8** Billedet viser den spredning af magnetfeltet, der vil ske ved spolens ender.  
Kilde: Fishbane, Gasiorowicz, Thornton: Physics for Scientists and engineers side 864.

Den valgte kerne er 63 mm lang med en diameter på 10 mm. Når kernen befinder sig midt i LVDT'en, har den halvdelen af sin længde i hver af sekundærspolerne. For at opnå det krævede måleinterval på 25 mm skal kernen således kunne forskydes 12,5 mm ind i hver af sekundærspolerne. Det vil sige, at når kernens forskydning er størst befinder den sig:

$$\frac{63 \text{ mm}}{2} + 12,5 \text{ mm} = 44 \text{ mm}$$

inde i den ene af sekundærspolerne. For helt at sikre, at kernen ikke kommer for tæt på det svagere randfelt i den ene ende, vælges sekundærspolernes længde til det dobbelte af kernens maksimale forskydning. Idet der rundes op, findes længden af de sekundære spoler til:

$$l_{\text{sekundær}} = 88 \text{ mm} \approx 90 \text{ mm}.$$

I den valgte LVDT-type er den primære spole viklet omkring de sekundære spoler i hele LVDT'ens længde:

$$l_{\text{primær}} = 2 \cdot l_{\text{sekundær}} = 180 \text{ mm}.$$

Som spoleform blev der valgt et plastrør, hvis indre diameter svarer til kernens, altså 10 mm. Da dets godstykkelse er på 1 mm bliver sekundærspolernes indre diameter på:

$$d_{\text{sekundær,indre}} = 10 \text{ mm} + 2 \cdot 1 \text{ mm} = 12 \text{ mm}.$$

På baggrund af materialerne til rådighed benyttes kobbertråd til viklingen af spolerne. For at bestemme vindingstallet  $N$  og trådtykkelsen  $d_t$ , er det nødvendigt at overveje, hvad disse variable gør ved LVDT'ens funktion. Betragtes ligningen for en spoles induktans  $L$ :

$$L = \mu_0 A \frac{N^2}{l}; [H]$$

**Ligning 5-21**

Det fremgår, at vindingstallet indgår i anden potens, og har således den største indflydelse på spolens induktans. Da spændingen over en spole er direkte proportional med dens induktans, og der ønskes en så stor udgangsspænding som muligt, skal spolens induktans være størst mulig.

Indsættes at  $N = n \cdot l$ , hvor  $n$  er vindinger pr. længdeenhed kaldet vindingstæthed, og  $l$  er spolens længde, fås:

$$L = \mu_0 A n^2 l$$

Ligning 5-22

Da længden og arealet  $A$  af spolerne allerede er fastlagt, er det  $n$ , der skal varieres for at opnå så stor en induktans som muligt. Et stort  $n$  er hensigtsmæssigt, da det både vil give spolen en stor induktans og en stor spændingsændring over sekundærspolerne som funktion af kernens forskydning.

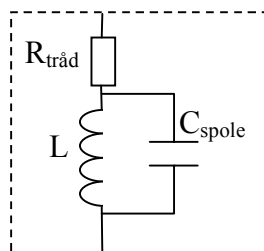
Dette kan opnås på to måder. Enten ved hjælp af trådtykkelsen, da vindingstæthed er lig med trådtykkelsens reciprokverdi, eller ved at give spolen flere lag tråd.

Da der kun ønskes at give spolerne hele lag tråd, grundet målsætningen om linearitet og homogenitet, kan der ved at give spolerne flere lag opnås en vindingstæthed, der er et heltalligt multiplum af  $n$ . Tabel 5-1 giver et overblik over mulighederne ved valg af trådtykkelsen og antallet af lag, samt den resulterende induktans udregnet ved ligning 5-21, for en sekundærspole med de førnævnte dimensioner.

Bestemmelse af vindingstal og trådtykkelse for sekundærspolerne							
Trådtykkelse	Vindinger pr. længde	Vindinger 1 lag	Induktans 1 lag	Vindinger 2 lag	Induktans 2 lag	Vindinger 3 lag	Induktans 3 lag
$d_t$ mm	$n$ 1/mm	$N_1$ antal	$L_1$ mH	$N_2$ antal	$L_2$ mH	$N_3$ antal	$L_3$ mH
0,150	6,67	600	0,568	1200	2,274	1800	5,116
0,200	5,00	450	0,320	900	1,279	1350	2,878
0,335	2,99	269	0,114	537	0,456	806	1,026
0,450	2,22	200	0,063	400	0,253	600	0,568
0,500	2,00	180	0,051	360	0,205	540	0,460
0,550	1,82	164	0,042	327	0,169	491	0,381
0,600	1,67	150	0,036	300	0,142	450	0,320

**Tabel 5-1** Vindingstal og induktans udregnet for forskellige trådtykkelser og antal lag for en sekundærspole med  $l_{\text{sekundær}} = 90$  mm og  $d_{\text{sekundær, indre}} = 12$  mm. Antal vindinger pr. længde er angivet for en spole med ét lag.

Af ovenstående tabel ses det, at jo mindre trådtykkelse og jo flere lag spolen har, jo større induktans vil den få. Der er dog også andre hensyn at tage, end blot at sørge for at der opnås en høj induktans. Der er flere omstændigheder, der medfører at det kan være u hensigtsmæssigt at give en spole for mange lag, især når der bruges en lille trådtykkelse. Et af problemerne er modstanden i tråden. Som model for en spole med trådmodstand indsættes en modstand i serie med en ideel spole, se figur 5-9.



**Figur 5-9** Model for spole med tråd-modstand og kapacitans.

Trådmodstanden kan beregnes som:

$$R_{tråd} = \rho \cdot \frac{l_{tråd}}{A_{tråd}}; [\Omega]$$

**Ligning 5-23**

I ligning 5-23 er  $\rho$  trådmetallets resistivitet. Når trådtykkelsen gøres mindre, reduceres trådens tværsnitsareal tilsvarende, og modstanden bliver således større. Gøres vindingstallet større, vil længden af tråden tilsvarende forøges, og modstanden bliver ligeledes større.

En stor trådmodstand kan være et problem i spolerne, hvis der går en strøm i dem, da der vil opstå et spændingsfald over dem. Jo større strøm, der går, des større tab vil denne modstand blive årsag til. Der vil altså blive afsat effekt i spolerne.

I primærspolerne kan dette ikke forhindres, da det er nødvendigt for LVDT'ens funktion at sende en strøm igennem denne. Det kan dog forhindres at tabet bliver for stort, ved at vælge en lille primærstrøm, f.eks. nogle få mA.

I sekundærspolerne er det alene spændingen, der er interessant, og den vil opstå uafhængig af, om der går en strøm i disse. Derfor kan tabet i sekundærspolerne minimeres ved at have en meget høj indgangsimpedans i signalbehandlingskredsløbet. Dette kan realiseres med en buffer, der har en indgangsimpedans på nogle M $\Omega$ .

På figur 5-9 er også vist den indbyggede kapacitans i spolen. Denne vil dog først blive et problem ved relativt høje frekvenser. I afsnit 5.6.1 undersøges LVDT'en for at bestemme den frekvens, ved hvilken systemet fungerer optimalt.

Et andet problem er selve konstruktionen af spolerne. Det er besværligt at lave en spole med mange lag, da små ujævnheder i et underliggende lag vil give anledning til større ujævnheder i de lag, der vikles ovenpå. Derfor vælges et lavt antal lag.

På baggrund af disse overvejelser vælges en trådtykkelse på  $d_t = 0,15$  mm og et vindingstal på  $N = 1200$ , svarende til to lag tråd, for sekundærspolerne.

Primærspolen vikles med samme vindingstæthed og samme antal lag som sekundærspolerne, men da den er dobbelt så lang som disse, bliver dens vindingstal også dobbelt så stort. Nedenstående tabel opsummerer de dimensioner, der er blevet valgt, samt de dimensioner, der efterfølgende blev opmålt på spolerne. Uoverensstemmelser mellem disse skyldes selve viklingsprocessen.

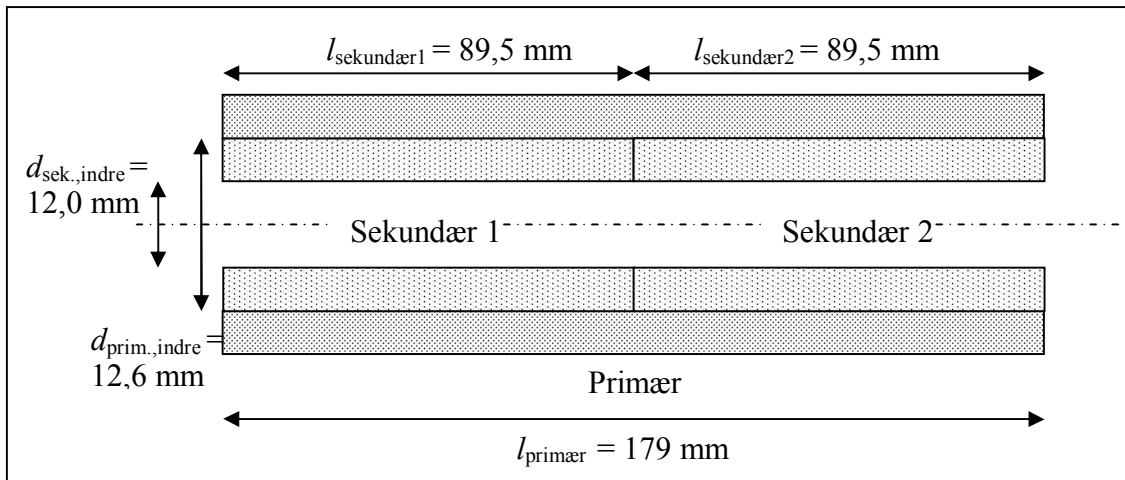
Dimensioner:		Primærspolen	Sekundærspolerne	Primærspolen, opmålt	Sekundærspolerne, opmålt
Længde, $l$	mm	180	90	179	89,5
Indre diameter, $d$	mm	12,6	12	12,6	12
Trådtykkelse, $d_t$	mm	0,15	0,15	0,17	0,17
Vindingstal, $N$	antal	2400	1200	2094	1047
Induktans (beregnet)	mH	5,01	2,27	3,84	1,74

**Tabel 5-2** Oversigt over spolerens fastsatte og opmålte dimensioner på configurationen.

Af tabel 5-2 ses, at hver vinding i gennemsnit optager 0,02 mm mere plads end den opgivne trådtykkelse. Dette medfører at vindingstallet ikke bliver så højt som antaget, hvilket medfører en lavere induktans. Dette er ikke optimalt, men da det ikke er muligt at pakke vindingerne tættere, er det formålsløst at konstruere en ny spole.

Primærspolens indre diameter er udregnet, da den ikke var mulig at måle. Den er udregnet som  $d_{primær,indre} = d_{sekundær,indre} + 4 \cdot d_t = 12,0 \text{ mm} + 4 \cdot 0,15 \text{ mm} = 12,6 \text{ mm}$ .

Nedenstående diagram viser opbygningen af LVDT'en med alle nødvendige dimensioner:



**Figur 5-10** Snit-diagram over opbygningen af LVDT'en med primær spole og to sekundærspoler.

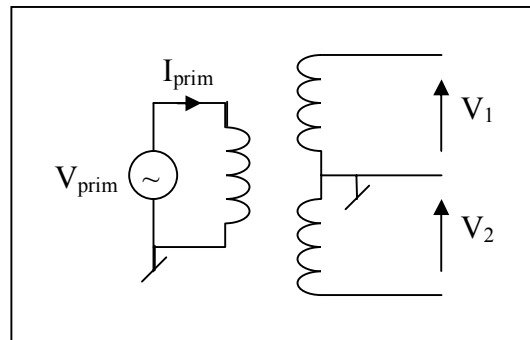
## 5.6. Test og undersøgelse af LVDT'en.

I dette afsnit vil LVDT'ens egenskaber blive eksperimentelt undersøgt. I den første test undersøges, hvordan LVDT'en reagerer på primærspændingens frekvens. Dette gøres med henblik på at finde den til systemet optimale frekvens. Anden test er en undersøgelse af LVDT'ens linearitet. Her vil det desuden blive undersøgt, hvordan forskellige belastningsmodstande påvirker sekundærspolernes udgangsspændinger og linearitet. I tredje test findes de enkelte spolers induktans, med henblik på at undersøge og evt. bekræfte de beregnede værdier i afsnit 5.5. Samme målemetoder vil blive benyttet i den sidste test, hvor kernematerialet undersøges for at bestemme dets relative permeabilitet.

### 5.6.1. Undersøgelse af frekvens.

Formålet med denne undersøgelse er at bestemme den frekvens, ved hvilken LVDT'en fungerer optimalt. Dette gøres ved at påtrykke en sinusformet AC-spænding på primærspolen og måle udgangsspændingerne  $V_1$  og  $V_2$  fra de to sekundærspoler. Undersøgelsen udføres uden kerne i LVDT'en.

Målingerne udføres med multimetere (se apparaturliste), og der måles således effektivværdier. Der går desuden kun en meget lille strøm i sekundærspolerne, da voltmetrene har en stor indgangsimpedans, og transformatoren kan altså betragtes som gående i tomgang.



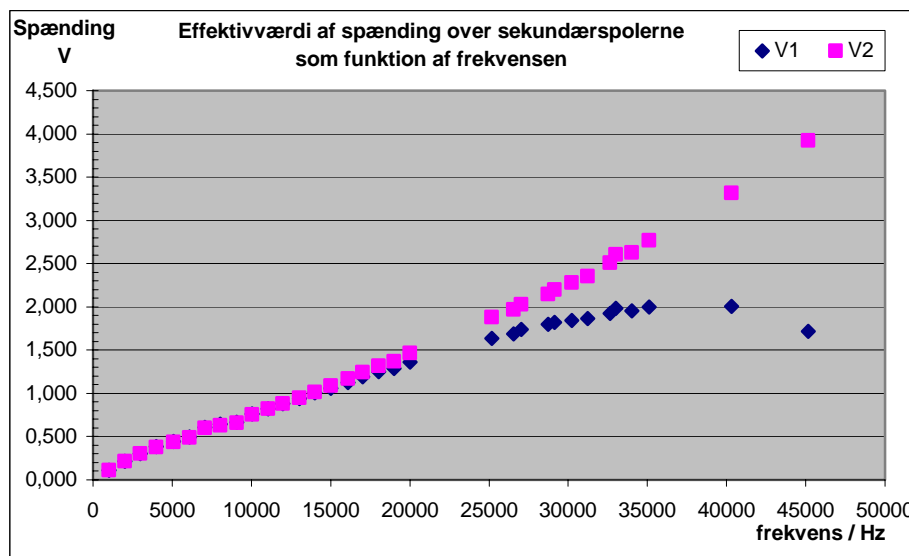
**Figur 5-11** Diagram over opstillingen ved frekvensundersøgelsen af LVDT'en.

Undersøgelsen startes ved en frekvens på 1000 Hz, og frekvensen øges derefter i skridt på 1000 Hz, og sammenhørende værdier af frekvens og udgangsspændinger noteres. Der sørges for at indgangsspændingen  $V_{prim}$  så vidt som muligt holdes konstant gennem forsøget. Selve størrelsen af  $V_{prim}$  vælges, så der kun passerer nogle få mA gennem spolen, af hensyn til den afsatte effekt i spolemodstanden.

I denne undersøgelse påtrykkes der  $1\text{ V} \pm 5\%$ . Grunden til at  $V_{prim}$  afviger med op til 5% i nogle af målingerne, skyldes vanskeligheder med at indstille kilden. Den skulle desuden genindstilles for hver gang frekvensen blev ændret, da spolens impedans er afhængig af frekvensen.

Måledata fra undersøgelsen findes i tabel 15.1 på bilag 15.1.

Ud fra disse måledata tegnes en graf, der viser hvordan udgangsspændingerne fra sekundærspolerne afhænger af frekvensen, se figur 5-12.



**Figur 5-12** Spændingen over sekundærspolerne afbilledet som funktion af frekvensen.

Af denne graf fremgår det, at udgangsspændingerne fra sekundærspolerne ligger tæt på hinanden indtil frekvensen når omkring 15 kHz. Betragtes tabel 15.1 over måledata på bilag 15.1, ses det at der ved 15 kHz er en forskel på 3% på de to udgangsspændinger. I tabellen ses også, at der ved en frekvens på 1 kHz ikke er nogen målbar afvigelse mellem de to udgangsspændinger.

Det fremgår herved, at med hensyn til LVDT'en, er det optimale valg af frekvens:

$$f = 1000\text{ Hz.}$$

De små knæk, der ses på grafernes ellers lineære forløb ved lave frekvenser ( $< 10$  kHz), skyldes at der som nævnt var problemer med at indstille indgangsspændingen  $V_{\text{prim}}$  nøjagtigt på 1 V.

For at lave en hurtig undersøgelse af spolerne med hensyn til resonansfænomener<sup>1</sup>, der ikke vil have nogen indflydelse ved en så lav frekvens som 1000 Hz, blev der foretaget et spring i frekvens til 25 kHz, og derefter igen i spring af 1 kHz. Da der endnu ikke var opnået tydelig resonans ved 35 kHz blev det besluttet kun at lave to målinger mere, ved 40 kHz og 45 kHz.

Ved igen at betragte figur 5-12 ses at den ene sekundærspole, med udgangsspændingen  $V_1$ , opnår den maksimale udgangsspænding et sted mellem 35 kHz og 40 kHz. Dens resonansfrekvens må altså ligge et sted herimellem. Da de to spoler har det samme antal vindinger og desuden er viklet på helt samme måde, burde man se samme forløb ved den anden sekundærspole. Men af figur 5-12 ses det derimod, at den ikke når at gå i resonans inden for denne måleserie.

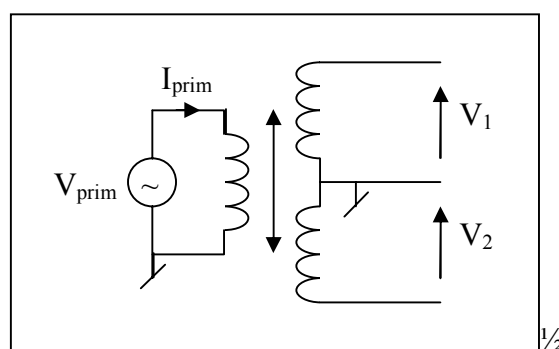
Den mest sandsynlige årsag til denne uoverensstemmelse er, at en lille forskel i konstruktionen af sekundærspolerne medfører at deres kapacitanser er forskellige. Dette vil tilsvarende bevirke en forskel i deres resonansfrekvens.

En type konstruktionsmæssige forskelle, der kunne bevirke en ændret kapacitans, er det tryk, med hvilket tråden er blevet viklet i spolen. Et større tryk ved viklingen ville bevirke, at tråden ligger lidt tættere sammen, og vil således medføre en større kapacitans.

Konklusionen på denne undersøgelse er, at LVDT'en fungerer mest optimalt ved forholdsvis lave frekvenser. Der vælges på baggrund af denne undersøgelse en indgangsspænding til primærspolen med en frekvens på 1000 Hz til de videre undersøgelser af LVDT'en og til det færdige produkt.

### 5.6.2. Undersøgelse af linearitet.

Formålet med denne undersøgelse er for det første eksperimentelt at eftervise at LVDT'ens udgangsspænding er lineært afhængig af kernens forskydning fra ligevægtsstillingen. For det andet ønskes det interval bestemt, inden for hvilket den lineære afhængighed er god.



**Figur 5-13** Diagram over opstillingen ved undersøgelsen af LVDT'ens linearitet. Udover de viste størrelser målttes også frekvensen af  $V_{\text{prim}}$ . Den dobbeltsidede pil indikerer kernens forskydning.

På figur 5-13 ses et diagram over opstillingen ved forsøget. De fire viste størrelser målttes med multimetre (se apparaturliste), og er altså målt som effektivværdier.

<sup>1</sup> Betragtes figur 5-9 i afsnit 5.5., ses at en spole i virkeligheden er en resonanskreds. Da dens indbyggede kapacitans dog er lille, vil resonansen normalt ligge i området 10 – 100 kHz, afhængigt af spolens opbygning. Resonansen kommer til udtryk ved en kraftig stigning i spændingen over spolen.

Undersøgelsen udføres ved først at indsætte kernen i LVDT'en og bestemme ligevægtsstillingen. Dette gøres ved forsigtigt at forskyde kernen indtil de to spændinger  $V_1$  og  $V_2$  har samme værdi. Denne ligevægtsstilling kaldes for det fysiske nulpunkt, og befinder sig 91,2 mm fra enden af den første sekundærspole  $V_1$ . Derefter forskydes kernen 5 mm ad gangen i retning af den ene sekundærspole. Det var i denne undersøgelse ikke muligt at forskyde kernen i mindre intervaller, da den færdige måleopstilling ikke var tilgængelig på dette tidspunkt. Efter at have forskudt kernen i alt 50 mm i denne retning, førtes den tilbage til ligevægtsstillingen, og forsøget blev udført igen i den anden retning. Grunden til at der blev målt over så stort et interval er, som nævnt ovenfor, at hele det område, hvori LVDT'en er lineær, skulle findes.

Indgangsspændingen og frekvensen var konstante gennem forsøget, men dog varierede strømmen med nogle  $\mu\text{A}$ . Dette kan forklares ved at de to multimetre, der anvendtes til at måle udgangsspændingerne med, ikke havde nøjagtig samme elektriske karakteristika. Der ville derfor ikke gå helt samme strøm i de to sekundærspoler, og når kernen blev forskudt fra den ene til den anden ville det derfor bevirke en lille ændring i strømmen på primærsiden. Da  $I_{\text{prim}}$  under forsøget var på 7,0 mA, er disse små strømændringer dog ubetydende.

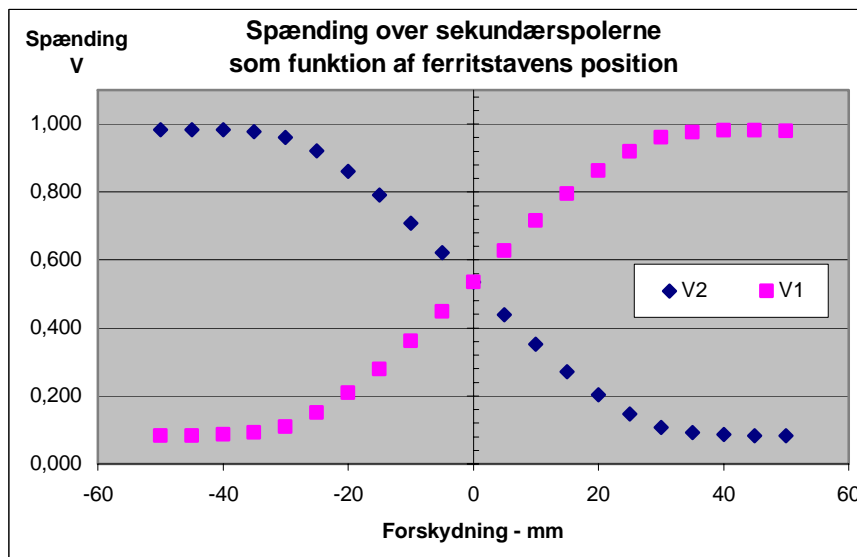
Måledataene fra undersøgelsen kan ses i tabel 15.2 på bilag 15.2. Ud fra disse måledata tegnes en graf over udgangsspændingerne  $V_1$  og  $V_2$  som funktion af kernens position i LVDT'en. En del af signalbehandlingskredsløbets funktion er at udregne brøken

$k \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}$ , hvor  $k$  er den forstærkning, der skal til, for at kredsløbets udgangsspænding,

som funktion af kernens forskydning, bliver 1 V/cm. Denne forstærkning  $k$  kan findes

ved at tegne brøken  $\frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}$  som funktion af kernens forskydning, se figur 5-14.

Brøken og dens fordele introduceres nærmere i afsnit 6.1.



**Figur 5-14** Diagram over sekundærspolernes udgangsspændinger som funktion af kernens forskydning fra ligevægtsstillingen.

Betragtes først figur 5-14, bemærkes det umiddelbart, at det lineære område for begge spoler er større end det krævede interval på 25 mm. Det lineære områder er lige stort for begge spoler, og strækker sig 20 mm ind i spolerne på begge sider af ligevægtsstillingen. Den ulineære forvrængning begynder således at blive betydningsfuld, når

mindre end 10 mm af kernen befinder sig i den ene spole. Når kernen er helt ude af den ene af sekundærspolerne, og forskydningen altså er større end 30 mm, burde der ikke længere opstå nogen ændring i spændingerne over dem, hvilket fremgår af figur 5-14.

For at få et mål for, hvor god lineariteten er inden for intervallet [-20 mm; 20 mm] udføres en lineær regression på graferne for  $V_1$  og  $V_2$  inden for dette interval. Der fås:

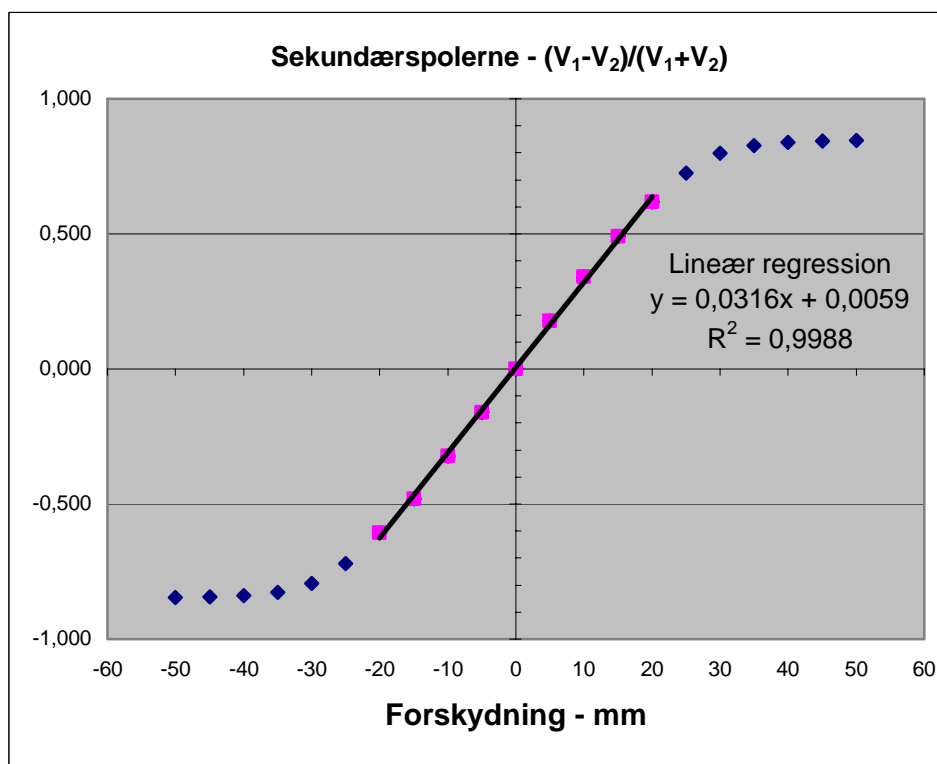
For grafen for  $V_1$ :  $V_1 = -0,0169 \cdot x + 0,5313 V$ ,  $R^2 = 0,9987$

For grafen for  $V_2$ :  $V_2 = 0,0168 \cdot x + 0,5371 V$ ,  $R^2 = 0,9989$

Her står  $x$  for kernens forskydning fra midterstillingen.  $R$  er korrelationskoefficienten, som er et mål for graden af overensstemmelse mellem måledataene og den lineære regression. Jo bedre overensstemmelse, desto tættere vil værdien af  $R$  være på 1. Det bemærkes altså at antagelsen om, at det lineære område strækker sig over intervallet [-20 mm; 20 mm] er god.

Da sekundærspolerne i princippet er konstrueret nøjagtig ens, burde også hældningskoefficienten i de lineære regressioner være ens. Der er dog en afvigelse i hældningen på under 1 %. Denne afvigelse er dog betydningsløs, da usikkerheden på indstillingen af kernens position i dette forsøg var langt større. Dette skyldes, at indstillingen i disse forsøg skete med en almindelig lineal, da den færdige måleopstilling på dette tidspunkt endnu ikke var fremstillet.

Ligeledes burde de to fundne konstantled være ens, men også her kan afvigelsen på ca. 1 % tilskrives en unøjagtig målemetode.



**Figur 5-15** På dette diagram er spændingsbrøken  $(V_1 - V_2) / (V_1 + V_2)$  indtegnet, og en lineær regression udført på intervallet [-20 mm; 20 mm], markeret ved de firkantede prikker.

Næste trin er at undersøge brøken  $\frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}$ , der er afbilledet på figur 5-15, og finde

forstærkningen  $k$ . Grafen for brøken tegnes, og der udføres ligesom før en lineær regression i intervallet [-20 mm; 20 mm]. På figur 5-15 er resultatet af dette vist.

Af denne figur ses det ligeledes at den lineære regression har god overensstemmelse med måledataene, da  $R^2 = 0,9988$ .

Det fremgår af regressionens hældningskoefficient, at outputspændingen fra kredsløbet, hvis dette ikke forstærkes, ville være  $0,0316 \text{ V/mm} = 0,316 \text{ V/cm}$ . Forstærkningen  $k$  er altså den konstant, der skal ganges på for at få  $1 \text{ V/cm}$ . Der fås:

$$k \cdot 0,316 \text{ V/cm} = 1 \text{ V/cm} \Leftrightarrow k = \frac{1 \text{ V/cm}}{0,316 \text{ V/cm}} = 3,16 \text{ V/V} \quad \text{Ligning 5-24}$$

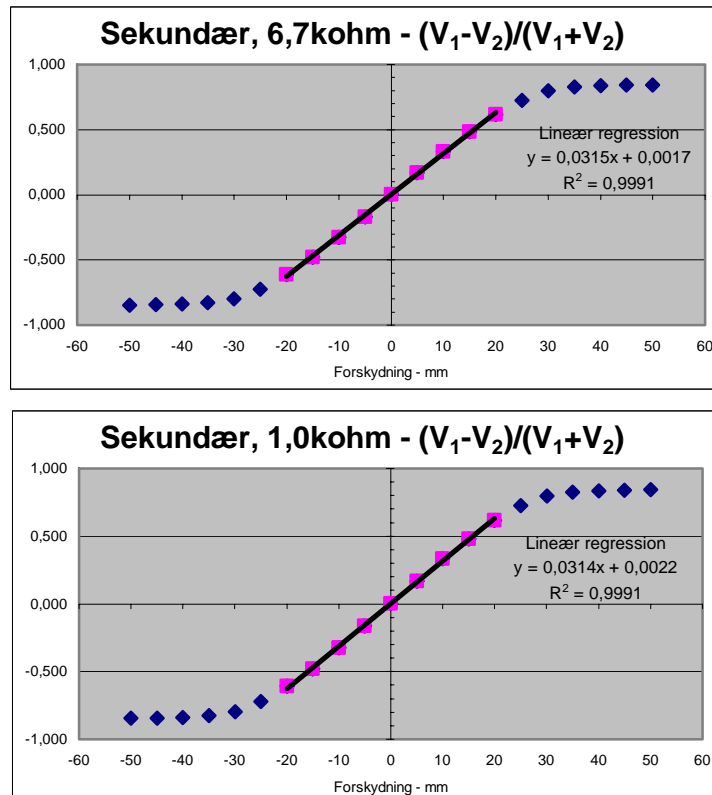
Det bør fremhæves, at det *ikke* er et problem at udregne forstærkningen ud fra effektivværdier, da faktoren  $1/\sqrt{2}$  i forhold til amplitudeværdier går ud, når spændingsbrøken udregnes.

Som før nævnt, er der en forholdsvis stor usikkerhed i denne undersøgelse, da forskydningen af kernen er foretaget med en lineal, og ikke som i den endelige test med en mikrometerskrue. Derfor skal der eventuelt foretages en justering i forstærkningen.

Efter denne undersøgelse var færdiggjort, blev testen udført endnu to gange, for at undersøge, hvordan en resistiv belastning på udgangssiden ville påvirke LVDT'ens udgangsspændinger og linearitet. Der blev først undersøgt for en belastning svarende til den indgangsimpedans, signalbehandlingskredsløbet ville have uden indgangsbuffere, hvilket svarer til  $6,7 \text{ k}\Omega$ , og derefter for en modstand på  $1 \text{ k}\Omega$ .

Måledata fra disse to forsøg kan findes i tabel 15.2 på bilag 15.2.

Ud fra disse måledata tegnes igen graferne for brøken  $\frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}$ , og der udføres en lineær regression i intervallet  $[-20 \text{ mm}; 20 \text{ mm}]$ . Disse grafer er vist på figur 5-16.



**Figur 5-16** På de to grafer vises spændingsbrøken  $(V_1 - V_2)/(V_1 + V_2)$  for to forskellige belastninger af sekundærspolene.

Af de to grafer på figur 5-16 fremgår det, at der ikke sker nogen nævneværdig ændring ved nedsætning af belastningen. Hældningskoefficienten for den lineære regression ændrer sig i forsøget med en belastning på  $6,7 \text{ k}\Omega$  med  $\frac{0,0316 - 0,0315}{0,0316} \cdot 100\% = 0,3\%$

i forhold til forsøget uden belastning. I forsøget med  $1 \text{ k}\Omega$  er ændringen på  $0,6\%$ .

Da forsøgene ikke blev udført med mikrometerskrue, og der således er en betydelig usikkerhed på placeringen af kernen, er det lige så sandsynligt at denne afvigelse stammer herfra.

Af de lineære regressioners korrelationskoefficient ses også, at den lineære tilnærmelse på ingen måde bliver dårligere pga. belastningen.

Dette må betyde, at selvom sekundærspolene nu bliver belastet, så er belastningen så stor, at der stadig ikke løber nogen nævneværdi strøm i sekundærspolene.

Deres påvirkning af primærspolen er altså stadig ubetydelig.

Konklusionen på hele denne undersøgelse både med og uden belastning er, at der som antaget er en god lineær sammenhæng mellem kernens forskydning og udgangsspændingen fra sekundærspolene. Dette gælder så længe, der befinder sig mindst  $10 \text{ mm}$  af kernen i begge sekundærspoler. Dette medfører, at måleintervallet for det færdige produkt enten kan sættes op til i alt  $40 \text{ mm}$ , eller LVDT'ens længde kan reduceres med de overskydende  $20 \text{ mm} - 12,5 \text{ mm} = 7,5 \text{ mm}$  i hver ende. Altså en samlet reduktion på  $15 \text{ mm}$ .

Det har desværre ikke været muligt at foretage den nøjagtige test af hele systemet over et interval på  $40 \text{ mm}$ . Dette skyldes at den mikrometerskrue, der benyttes i denne måleopstilling, kun kan forskydes  $0-25 \text{ mm}$ .

Udover dette er der blevet bestemt en foreløbig værdi for den nødvendige forstærkning i signalbehandlingskredsløbet,  $k = 3,16$ .

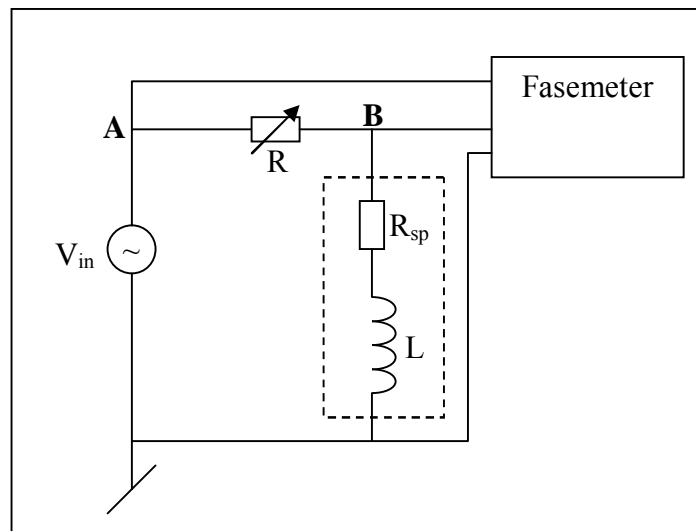
Af undersøgelsen af belastningerne konkluderes, at bufferne på indgangen til signalbehandlingskredsløbet egentlig er unødvendige. Spolen fungerer udmærket ved belastninger både på  $6,7 \text{ k}\Omega$  og på  $1 \text{ k}\Omega$ .

### 5.6.3. Undersøgelse af induktans

Denne undersøgelse af spolernes induktans har to formål. For det første ønskes udregningerne af de enkelte spolers induktanser bekræftet eksperimentelt, og for det andet bruges målemetoden til bestemmelsen af kernematerialets relative permeabilitet  $\mu_r$  i afsnit 5.7.1.

Princippet i målemetoden er som følger:

Opstillingen på figur 5-17 består af en AC-kilde  $V_{in}$ , en variabel modstand  $R$ , samt den spole, hvis induktans skal måles. AC-spændingens frekvens skal vælges så lav, at der kan ses bort fra spolens indre kapacitans.



**Figur 5-17** Diagram over måleopstillingen ved måling af spolernes induktanser. AC-signalets frekvens vælges så lav at der kan ses bort fra spolens indre kapacitans.

Spolens impedans vil bevirke en faseforskydning af AC-signalet. Kildens signal  $A$  og det faseforskydte signal  $B$  over spolen sendes derefter ind i et fasemeter, der viser signalernes faseforskydning i grader. Frekvensen eller seriemodstanden  $R$  justeres derefter så faseforskydningen bliver nøjagtig 45 grader. Når trådmodstanden  $R_{sp}$  er målt, kan spolens induktans  $L$  findes. For at kunne beregne induktansen, betragtes impedansen i kredsløbet:

$$\underline{Z} = \underline{Z}_L + \underline{Z}_R = (R + R_{sp}) + j\omega L \quad \text{Ligning 5-25}$$

Når faseforskydningen er præcis 45 grader, betyder det, at impedansens reeldel og imaginærdel er lige store. Altså fås:

$$R + R_{sp} = \omega L \Leftrightarrow L = \frac{R + R_{sp}}{\omega} = \frac{R + R_{sp}}{2\pi f} \quad \text{Ligning 5-26}$$

Spolens trådmodstand  $R_{sp}$  måles vha. et multimeter. Amplituden af  $V_{in}$  bør ikke have nogen indflydelse på forsøget, men der vælges alligevel en amplitude svarende til de andre undersøgelser, der er udført. Frekvensen holdes så vidt muligt under 10 kHz, da spolernes kapacitans har betydning herover. Jf. afsnit 5.6.1.

I nedenstående tabel 5-3 over måledata er  $L_{m\ddot{a}lt}$  udregnet vha. ligning 5-26, og  $L_{beregnet}$  udregnet efter ligningen for en spoles induktans, ligning 5-21.

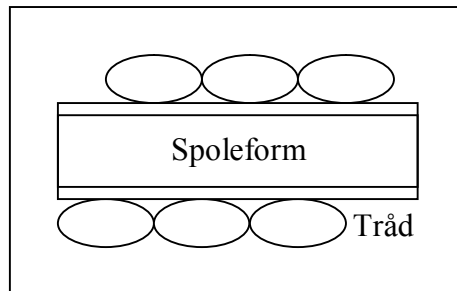
Måling af LVDT'ens induktanser									
Spole	d, mm	N	længde mm	$L_{beregnet}$ mH	f, Hz	$R_{sp}$ , $\Omega$	$R_{serie}$ , $\Omega$	$L_{m\ddot{a}lt}$ mH	Afvigelse %
Primær	12,6	2094	179	3,84	7857	86,2	100	3,77	1,7
Sekundær 1	12	1047	89,5	1,74	8504	41,8	50	1,72	1,3
Sekundær 2	12	1047	89,5	1,74	8532	42,1	50	1,72	1,3

**Tabel 5-3** Oversigt over måleresultater ved undersøgelsen af spolernes induktanser. Afvigelsen i procent

$$\text{er udregnet som } afvigelse = \frac{L_{beregnet} - L_{m\ddot{a}lt}}{L_{beregnet}} \cdot 100\%$$

Af tabel 5-3 findes, at der er god overenstemmelse mellem de beregnede og målte værdier. Afvigelsen på 1-2 % skyldes muligvis selve målemetoden, hvor fasemeterets opløsning er på  $0,1^\circ$ .

Det er dog også muligt at fejlen ligger på den beregnede induktans, i hvert fald for primærspolens vedkommende. Dette skyldes at primærspolens diameter er beregnet ud fra den anvendte trådtykkelse. Der kan dog opstå en lille fladtrykning, når tråden vikles på spolen, se figur 5-18.



**Figur 5-18** Illustration af spoletrådens fladtrykning ved viklingen af spolen. Fladtrykningen er her overdrevet.

En fladtrykning svarende til 17 % af trådens tykkelse (0,1 mm fordelt på 2 lag tråd på hver side af spoleformen, altså 0,025 mm pr. tråd ud af en trådtykkelse på 0,15 mm) ville således forklare hele afvigelsen ved primærspolen.

Ved konstruktionen af spolen, afsnit 5.5., blev der fundet, at hver vikling fylder 0,02 mm mere i bredden, end antaget ud fra trådtykkelsen, hvilket svarer til en udvidelse af trådens bredde på 13 %. Det er dog ikke muligt at afgøre om dette kun skyldes fladtrykning, eller om der også er en lille afstand mellem viklingerne.

Konklusionen på denne undersøgelse er, at de beregnede og målte induktanser for de tre spoler stemmer godt overens, og at afvigelsen kan forklares. De fundne induktanser kan aflæses i tabel 5-3.

## 5.7. Undersøgelse af kernen.

Den relative permeabilitet  $\mu_r$  benyttes i alle beregninger på magnetfelterne, hvor kernen indgår. Det vil primært sige i forbindelse med den ækvivalente spolemodel, vha. hvilken udgangsspændingerne fra sekundærspolerne beregnes. I tabel 15.3 på bilag 15.3 er der angivet et datablad for den ferritkerne som anvendes i LVDT'en. Dette rummer blandt andet oplysninger om kernens  $\mu_r$ . Denne værdi for  $\mu_r$  er dog fundamentalt forskellig fra den som benyttes til beregningerne, da den er angivet for ferritmaterialet formet som en torus. På baggrund af dens forholdsvis store størrelse betyder det, at hvis der vikles en spole omkring torusen, vil magnetfeltet, der optræder som lukkede kurver, næsten udelukkende blive ledt af ferritmaterialet. Dette skyldes, at materialet har en meget større ledningsevne, hvilket er udtrykt ved den relative permeabilitet, end den omgivende luft, hvis relative permeabilitet er lig 1. Ferritkernen der anvendes i LVDT'en indgår ikke i en sådan magnetisk kreds bestående udelukkende af ferrit. Herved er  $\mu_r$  for luft den begrænsende faktor for den samlede magnetiske ledningsevne. De to tilfælde kan ækvivaleres med hver deres elektriske kredsløb, hvor strømmen gennem kredsløbene kan opfattes som den magnetiske flux, mens spændingen er analog til det i ligning 5-1 omsluttede Ampere-vindingstal. Da den magnetiske ledningsevne er stor for den lukkede kreds bestående af en torus, vil det betyde, at den kan sammenlignes med en lille modstand, der placeres i den elektriske kreds. Herved kan

der passere en stor strøm gennem den ved et givet spændingsfald. Sammenlignes dette med tilfældet hvor kernen udgøres af en massiv cylinder af ferrit, vil der på baggrund af luften opstå en relativ lav samlet ledningsevne. Dette kan sammenlignes med henholdsvis en lille og en stor modstand i serie i den elektriske kreds. Den store modstand vil udgøres af luften, mens den lille er ferritmaterialet. Dette medfører, at der vil løbe en mindre strøm ved det samme spændingsfald som i det andet kredsløb, hvilket svarer til, at fluxen bliver mindre.

På baggrund af usikkerhederne forbundet med en teoretisk beregning af den magnetiske ledningsevne, bestemmes værdien eksperimentelt ved et forholdsvis simpelt forsøg. Ved den beskrevne analogi kan denne værdi opfattes som den samlede ledningsevne i den sidst beskrevne elektriske kreds.

### 5.7.1. Eksperimentel måling af $\mu_r$ .

LVDT'ens primærspole tilkobles forsøgsopstillingen, der tilsvarende anvendes til måling af induktanser. Denne opstilling består af en spændingsgenerator og en variabel modstand placeret i serie med primærspolen. Med opstillingen kan induktansen bestemmes på baggrund af et fasemeter, der ved hjælp af modstanden og frekvensen på spændingskilden bringes til at vise 45 graders faseforskydning. Med denne faseforskydning er størrelsen af henholdsvis spolens og modstandens impedans identiske, hvorved der gælder følgende:

$$|Z_L| = R + R_{sp} \Leftrightarrow L = \frac{R + R_{sp}}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad \text{Ligning 5-27}$$

Den anvendte opstilling blev beskrevet i detaljer og benyttet på identisk vis i afsnit 5.6.3.

Der foretages først en måling, ved hjælp af den beskrevne fremgangsmåde, hvor primærspolens induktans uden kerne bestemmes. Induktansen er ved hjælp af beregningerne i ligning 5-17 fra afsnit 5.4 teoretisk givet ved:

$$L_{prim,luft} = \mu_0 \cdot n^2 \cdot l_{prim} \cdot A_{prim} \quad \text{Ligning 5-28}$$

Tilsvarende udføres en måling med kernen placeret i spolen. På grund af den konstante magnetiske karakteristikk, når spolen omslutter hele kernen, er induktansen ikke en funktion af placeringen. Kernen skal blot befinde sig i det lineære måleområde omkring midten, hvor der ikke forekommer nævneværdig spredning. For denne måling gælder tilsvarende vha. ligning 5-20 fra afsnit 5-4:

$$L_{prim,kerne} = (l_{prim} - l_{kerne} + \mu_r \cdot l_{kerne}) \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot A_{prim} \quad \text{Ligning 5-29}$$

Den relative permeabilitet bestemmes efterfølgende ved at foretage en division mellem henholdsvis ligning 5-29 og 5-28.

$$\frac{L_{prim,kerne}}{L_{prim,luft}} = \frac{(l_{prim} - l_{kerne} + \mu_r \cdot l_{kerne}) \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot A_{prim}}{\mu_0 \cdot n^2 \cdot l_{prim} \cdot A_{prim}} \Leftrightarrow \mu_r = \left( \frac{L_{prim,kerne}}{L_{prim,luft}} - 1 \right) \cdot \frac{l_{prim}}{l_{kerne}} + 1; \left[ \frac{T \cdot m}{A} \right]$$

### Ligning 5-30

Frekvenserne i måleserien vælges under 10kHz, da det medfører, at der med sikkerhed kan ses bort fra problemer med resonans.

	f, Hz	R, $\Omega$	R <sub>sp</sub> , $\Omega$	I <sub>rms</sub> , mA	L, mH
Uden kerne	8746	111	85,3	7,05	3,57
Med kerne	4087	552	85,3	7,07	24,82

**Tabel 5-4** Resultater fra undersøgelse af kernes permeabilitet

Ved hjælp af ligning 5-30 beregnes, at  $\mu_r$  antager værdien 17.9. På baggrund af bilag 15.3 tabel 15.3, svarer dette kun til knap 2% af den relative permeabilitet for ferritmaterialet formet som en lukket torus.

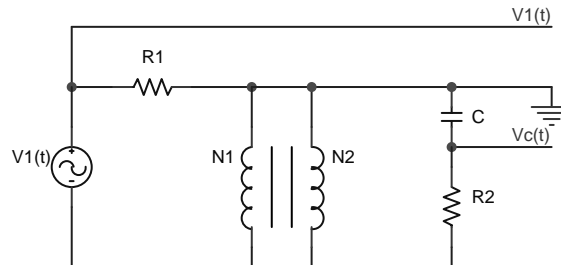
### 5.7.2. Måling af hysteresekurve.

Som beskrevet i afsnit 5.2.2. udviser sammenhængen mellem magnetfeltet  $\vec{B}$  og den magnetiske intensitet  $\vec{H}$  hysteres for ferromagnetiske materialer. Dette opstår, da de magnetiske dipoler i materialet ikke antager deres oprindelige orientering, når det eksterne felt fjernes. Herved bevarer materialet en del af sin magnetisering, hvorved der opstår et karakteristisk forløb for magnetfeltet, når materialet udsættes for en varierende magnetisk intensitet. Bredden af denne kurve er et udtryk for dipolernes modvilje til at antage en ny orientering, hvorved det beskriver materialets magnetiske hårdhed. Ved en bred hysteresekurve er denne modvilje høj, da den magnetiske intensitet skal opnå en relativ stor størrelse, førend dipolerne antager en ny orientering. Tilsvarende er modviljen lille ved en smal hysteresekurve, da dipolerne lettere påvirkes. I en LVDT benyttes et materiale med en relativ smal hysteresekurve. Dette gøres ud fra et ønske om et højt udgangssignal fra sekundærspolerne, med anvendelse af mindst mulig materiale til henholdsvis kernen samt spolerne. Dette bringer både størrelsen og prisen ned på det færdige produkt.

Hysteresekurven bestemmes eksperimentelt med en såkaldt *Rowland* ring. Denne ring består af et materiale kaldet *Permax 51*, hvilket er identisk med det der anvendes i LVDT'en. Forskellen består blot i formen, hvor der her benyttes en torus. Dette bevirker, at magnetfeltet næsten udelukkende ledes gennem materialet og kun i meget ringe omfang af den omgivende luft. Omkring torusen vikles en primær- og sekundærspole med henholdsvis  $N_1$  og  $N_2$  vindinger. Primærspolen skaber et magnetfelt, der magnetiserer kernen, hvorved der opstår en magnetisk flux gennem sekundærspolen. Primærspolen er anderledes, end den der anvendes i LVDT'en, da den skal kunne bringe materialet i magnetisk mætning, for at hele magnetiseringsforløbet for torusen kan fremkomme.

### 5.7.3. Udførelse.

Til at måle hysteresekurven bringes torusen, hvis øvrige data er anført på bilag 15.3 tabel 15.4, ind i et elektrisk kredsløb, hvilket er angivet på figur 5-19.



**Figur 5-19** Kredsløb til måling af hysteresekurven for et ferromagnetisk materiale.

Kredsløbet er inddelt efter primær- og sekundærsiden på torusen. På primærsiden måles den magnetiske intensitet, der frembringes i primærspolen som funktion af spændingsfaldet  $V_I(t)$  over modstanden  $R_I$ .

Det torodiale magnetfelts størrelse er givet ved venstresiden af ligning 5-31. Dette kan ved hjælp af ligning 5-7 afsnit 5.2.2. udtrykke den magnetiske intensitet som funktion af strømmen  $i_1(t)$  gennem primærspolen og modstanden  $R_I$  :

$$\left| \vec{B}(t) \right| = \frac{\mu_0 \cdot N1 \cdot i_1(t)}{2 \cdot \pi \cdot R_{torus}} \Leftrightarrow \left| \vec{H}(t) \right| = \frac{N1 \cdot i_1(t)}{2 \cdot \pi \cdot R_{torus}} = \frac{N1}{2 \cdot \pi \cdot R_{torus} \cdot R1} \cdot v_1(t) \quad \text{Ligning 5-31}$$

For at primærspolen kan mætte materialet, skal vindingstallet  $N1$  samt strømmen dimensioneres efter en skønnet nødvendig magnetisk intensitet. Til dette benyttes et lignende materiale, hvis data kan findes vha. afsnit 14 internetadresse nr. 3. På baggrund af dette dimensioneres den magnetiske intensitet til at skulle antage en størrelse på minimum 700 A/m. Herved er størrelsen af magnetfeltet i det mættede referencemateriale 375 mT.

Ud fra dette vælges størrelsen af strømmen til 0,7 A effektiv værdi, samt vindingstallet på primærsiden til 170. Dette giver ved hjælp af ligning 5-31 anledning til en magnetisk intensitet på 1429 A/m, hvilket bevirker en faktor på over 2 i forhold til referencen. Til at levere strømmen benyttes en 50 Hz variabel generator, der kan give en udgangsspænding på op til 270 V.

Det antages kun som værende nødvendig at måle hysteresekurven ved de valgte 50 Hz, da størrelsen af materialets relative permeabilitet er konstant ved frekvenser under 1 MHz. Dette fremgår af figur 15.3 på bilag 15.4. Ved frekvenser lavere end 1 MHz, bliver hysteresekurvens forløb derfor tilsvarende uafhængig af den valgte frekvens.

På grund af nødvendigheden med den relative store strøm gennem primærspolen, samt et behov for at kunne regulere kilden ved lave spændinger, benyttes modstanden  $R_I$  til effektafsættelse. Dette bringer spændingsfaldet over primærspolen ned, samtidig med at generatoren kan reguleres efter ønske i et givent interval. Modstanden  $R_I$ , hvis størrelse vælges til 6,8  $\Omega$  på baggrund af de tilgængelige komponenter, kan maksimalt afsætte 11 W. Ved den specifikke anvendelse er effektafsættelsen givet ved:

$$P_{afsat} = I_{rms}^2 \cdot R1 = 0.7^2 \cdot 6.8 = 3.3W \quad \text{Ligning 5-32}$$

Den magnetiske intensitet fra primærspolen vil vha. magnetiseringen af torusen give anledning til en magnetisk flux gennem sekundærspolen. Dette bevirker, at der induceres en spænding i denne. Størrelsen af spændingen bliver følgelig en funktion af

materialets magnetiske tilstand, hvilket behandles i kredsløbet på sekundærsiden. Dette kredsløb forudsættes at have en impedans af så stor størrelse, at strømmen i sekundærspolen kan antages at være lig nul. Dette giver kun anledning til en ensidig påvirkning fra primærspolen. Spændingsfaldet på sekundærspolen er herved givet ved ligning 5-33.

$$v_2(t) = -\frac{d\Phi_{B21}(t)}{dt} \Leftrightarrow \Phi_{B21}(t) = -\int_0^t v_2(t)dt = \left| \vec{B}(t) \right| \cdot N_2 \cdot A_{tvær} \quad \text{Ligning 5-33}$$

Kredsløbet på sekundærsiden består af en serieforbindelse af en modstand  $R2$  og en kondensator  $C$ . Disse realiserer tilsammen et integrationsled, der kan udføre den nødvendige integration i ligning 5-33. Ved hjælp af denne integration bestemmes størrelsen af magnetfeltet gennem sekundærspolen, som antages at svare til det gennem torusen. Spændingsfaldet over kondensatoren er givet ved ligning 5-34 under de forudsætninger, at ladningen  $q$  på kondensatoren  $C$  er lig nul til tiden  $t$  lig nul. Samtidig skal størrelsen af den samlede impedans  $\underline{Z}$  i kredsløbet, kunne sættes lig den ohmske modstand  $R2$  i serie med kondensatoren:

$$v_c(t) = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t v_2(t)dt; R2 \gg \frac{1}{\omega \cdot C} \Rightarrow \underline{Z} \approx R2 \quad \text{Ligning 5-34}$$

Modstanden  $R2$  vælges ud fra ligning 5-34 således, at den antager en værdi der er en faktor 100 større end impedansen af kondensatoren. Ved hjælp af ligning 5-34 bestemmes magnetfeltet gennem torusen som funktion af spændingsfaldet  $v_c(t)$  over kondensatoren:

$$-R \cdot C \cdot v_c(t) = -\int_0^t v_2(t)dt \Rightarrow \left| \vec{B}(t) \right| = \left| -\frac{R \cdot C}{N_2 \cdot A_{tvær}} \cdot v_c(t) \right| = \frac{R \cdot C}{N_2 \cdot A_{tvær}} \cdot v_c(t) \quad \text{Ligning 5-35}$$

De to spændingsfald fra kredsløbene på henholdsvis primær- og sekundærsiden tilsluttes et oscilloskop, der benyttes i xy-mode. Herved fremkommer hysteresekurven som funktion af disse. Koefficienterne, der bringer spændingerne og henholdsvis det magnetiske felt og den magnetiske intensitet sammen, er givet ved ligning 15.1 og 15.2. Disse er anført på bilag 15.3.

#### 5.7.4. Resultater

Modstanden  $R2$  vælges, ud fra kravet om høj impedans, til  $680\text{k}\Omega$ . Dette bevirker at kondensatoren  $C$ , der skal have en impedans, hvis størrelse er en faktor 100 mindre end  $R2$ , antager værdien  $0.47\mu\text{F}$ .

Ved hjælp af den målte hysteresekurve der er angivet på bilag 15.4 figur 15.4, aflæses den magnetiske intensitet som medfører mætning af materialet til  $610\text{A/m}$ . Dette stemmer overens med reference materialet, hvor mætningen forekommer ved  $700\text{A/m}$ . Ved størrelsen af magnetfeltet ved mætning i de to tilfælde forekommer der en uventet afvigelse. Magnetfeltet antager en størrelse på  $375\text{ mT}$  for reference materialet og kun  $90\text{ mT}$  for det anvendte materiale. Denne afvigelse skyldes hovedsagligt en dårlig magnetiske kobling mellem primær- og sekundærsiden, der antages at opstå på grund af komplikationer i forbindelse med påførelse af tråden. Afvigelsen kommer til udtryk gennem spændingsfaldet over sekundærspolen, der som angivet på bilag 15.3 tabel 15.5. er lavere end spændingsfaldet over primærsiden trods et højere vindingstal. Dette er i modstrid med Faradays lov. Denne kan bringes til at udtrykke fluxens, og derved den

inducerede spændings, afhængighed af vindingstallet, hvor et højere vindingstal på sekundærsiden medfører en større induceret spænding.

Bortset fra afvigelsen i størrelsen af det magnetiske felt, kan hysteresekurven dog stadig benyttes. Der kan f.eks. beregnes, hvor høj magnetisk intensitet kernen i LVDT'en kan påføres, førend den opnår magnetisk mætning. Dette optræder som en overgang til et lineært forløb i hysteresekurvens ender, hvilket antages som uafhængigt af den beskrevne afvigelse. Den magnetiske intensitet for en solenoide er givet ved multiplikationen af strømmen  $I$ , som gennemløber solenoiden, og vindingstætheden  $n$ . Med denne sammenhæng beregnes i ligning 5-36 den strøm, der skal gennemløbe LVDT'en, for at den magnetiske mætning opnås. Dette foregår på baggrund af resultaterne fra hysteresekurven, samt vindingstætheden for LVDT'ens primærspole der antages en værdi på 11698 vindinger/m.

$$\bar{H} \equiv \frac{\bar{B}_{sol,luft}}{\mu_0} \Rightarrow |\bar{H}(t)| = \frac{N \cdot i(t)}{l} = n \cdot i(t) \Rightarrow i_{mæt}(t) = \frac{610 A/m}{11698 \text{ vn}/m} = 52 \text{ mA} \quad \text{Ligning 5-36}$$

Da strømmen gennem LVDT er 7 mA rms, bestemmes den magnetiske intensitet ved hjælp af ligning 5-36 til 82 A/m.

På hysteresekurven er der med en stiplede linje indtegnet et tilnærmet forløb for jomfrukurven, der optræder ved det indledende magnetiseringsforløb af torusen. Heraf fremgår, at magnetfeltet stammende fra kernen, på grund af den magnetiske intensitets relativt lave størrelse, med god tilnærmelse kan antages som værende lineært afhængig. Dette kommer til udtryk ved en konstant værdi af kernens permeabilitet, hvilket bevirker, at den samlede magnetiske ledningsevne med god tilnærmelse forbliver konstant på  $\mu_r = 17,9$ .

## 5.8. Delkonklusion

Der er blevet opstillet en brugbar beregningsmodel for udgangsspændingerne som funktion af kernens forskydning. LVDT'en består af to sekundærspoler med en primærspole viklet omkring. Denne er efterfølgende blevet dimensioneret, hvorefter der er udført forskellige undersøgelser.

Der vælges at anvende en kerne af et ferromagnetisk materiale, hvis relative permeabilitet bestemmes til 17,9.

Den optimale frekvens er bestemt til 1000 Hz, og LVDT'ens lineære område fundet til at strække sig 20 mm fra midtpunktet ind i hver sekundærspole.

## 6. Signalbehandling

I dette afsnit vil signalbehandlingen blive beskrevet. Det vil blive gennemgået, hvorledes kredsløbet er opbygget, samt hvilke komponenter der er brugt. Dernæst bliver det samlede kredsløb kommenteret og beskrevet.

Der vil yderligere være en grundig test og usikkerhedsberegning på et af delementerne. Da der er stillet et krav om præcision af det samlede system, nemlig en maksimal fejl på 4% af full scale, skal kredsløbene dimensioneres med hensynstagen til dette. Desuden skal kredsløbet have en båndbredde på 2 Hz, dvs. der skal kunne laves to målinger i sekundet.

De to AC signaler som kommer fra de to sekundærspoler, skal behandles således, at der efterfølgende kommer et DC signal ud. DC signalet skal ændres med 1 V for hver centimeters forskydning af kernen i LVDT'en.

Der findes to muligheder for at signalbehandle dette. Den ene mulighed er at finde differensen af de to signaler. Denne metode er forholdsvis simpel at realisere elektrisk, men samtidig kræves præcis indstilling af indgangsspændingen til LVDT'en.

Den anden mulighed er at bruge følgende formel<sup>2</sup>:

$$V_o = \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}$$

**Ligning 6-1**

Ved brug af ligning 6-1 er en finindstilling af AC-generatoren ikke i samme grad nødvendig, hvilket der vil blive argumenteret for i afsnit 6.1. Ved at vælge denne model skal der bruges en del flere komponenter, hvilket i prismæssig sammenhæng kan få betydning, alt efter hvor stort et antal der skal produceres. Der skal også bruges en speciel komponent, som kan realisere divisionen fra ligning 6-1. Der er flere alternativer til denne ene komponent, men prisen ligger mellem kr. 90-400.

Valget er faldet på den sidst beskrevne mulighed, da der kun skal produceres et lille antal LVDT'er. Derfor vil prisen, som er den eneste negative faktor for den sidste mulighed, ikke komme i betragtning.

Det endelige output fra signalbehandlingen skal være DC, hvorfor signalet et sted i kredsløbet skal ensrettes. Idet der flere steder i kredsløbet kan opstå fasedrejninger, samt at enkelte komponenter ikke kan håndtere AC, besluttes det at ensrette signalet som det første inden den videre signalbehandling.

Til udregning af differensen i ligning 6-1 kan der anvendes en instrumenteringsforstærker eller en differensforstærker. Differensforstærkeren har ofte problemer med CMRR<sup>3</sup>, hvorfor der vælges en instrumenteringsforstærker.

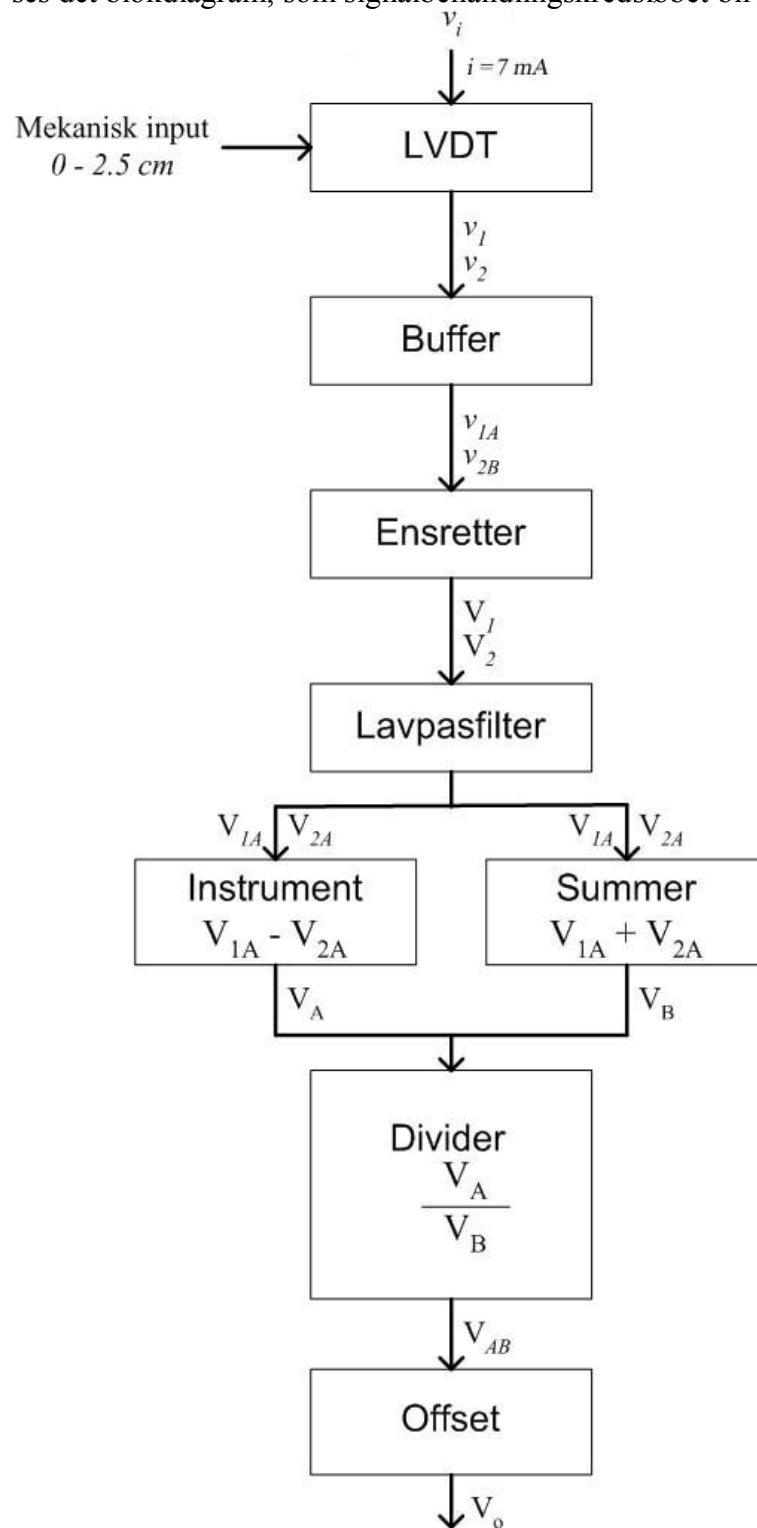
Til summationen anvendes en summator, der er en operationsforstærker opsat, så de to indgangsspændinger summeres. Til slut anvendes et kredsløb, der kan foretage en division mellem de to førnævnte størrelser.

Efterfølgende skal der foretages en forstærkning således, at udgangssignalet til sidst bliver 1 V/cm. Endelig hæves spændingen med 1,25 V således, at nulpunktet i LVDT'en flyttes 12,5 mm væk fra midten for at undgå randfænomener.

<sup>2</sup> Se Ramon Pallas-Areny & John G. Webster (2001): *Sensors and signal conditioning*, John Wiley & Sons, (USA), side 234

<sup>3</sup> Common mode rejection ratio

På figur 6-1 ses det blokdiagram, som signalbehandlingskredsløbet bliver bygget efter.



**Figur 6-1** Blokdiagram over det elektriske kredsløb med notationen, der vil blive anvendt i resten af rapporten.

## 6.1. Begrundelse for valg af dividerkredsløb

Som tidligere beskrevet er der flere måder at beregne kernens position på. Der er dels den helt simple metode, hvor differensen af de to udgangsspændinger fra de to sekundærspoler beregnes, hvorefter resultatet forstærkes op, så der opnås et resultat, hvor én volt svarer til én centimeter.

Det er en udbygning af denne metode, der vil blive arbejdet videre med, hvilket er angivet i ligning 6-2:

$$V_O = \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2} \quad \text{Ligning 6-2}$$

For at kunne benytte denne brøk, skal det sikres, at den er lineær, altså at den kan skrives på formen  $y = ax + b$ . Det er tidligere vist, at LVDT'en er lineær i måleområdet, samt at de to sekundærspoler er ens. Derfor kan det forventes, at hvis spændingen på sekundærspole 1 er  $x + k$ , vil spændingen på sekundærspole 2 være  $-x + k$ .

Sættes dette ind i ligning 6-2 fås:

$$V_O = \frac{(x+k) - (-x+k)}{(x+k) + (-x+k)} \quad \text{Ligning 6-3}$$

Dette kan omskrives til:

$$V_O = \frac{2x}{2k} = \frac{1}{k}x \quad \text{Ligning 6-4}$$

Fra ligning 6-4 ses det at brøken er lineær. Denne metode lader sig ikke påvirke af variationer i indgangsspændingen. Variationerne vil eksempelvis kunne forekomme, hvis brugeren af LVDT'en ikke indstiller strømgeneratoren, som forsyner primærspolen, korrekt.

Bliver indgangsspændingen over primærspolen en given faktor større eller mindre, vil udgangsspændingen på de to sekundærspoler ændres med samme faktor. Faktoren kaldes  $x$ :

$$V_O = \frac{xV_1 - xV_2}{xV_1 + xV_2} \quad \text{Ligning 6-5}$$

$x$  sættes udenfor en parentes, og det ses at faktoren vil forsvinde.

$$V_O = \frac{x(V_1 - V_2)}{x(V_1 + V_2)} \quad \text{Ligning 6-6}$$

Ligning 6-6 er identisk med det oprindelige udtryk ud fra ligning 6-1.

Sker der af ukendte årsager en spændingsvariation på enten  $V_1$  eller  $V_2$ , vil den relative fejl ikke være ligeså stor ved brug af brøken i forhold til den anden beskrevne metode. Ved  $V_1 = 4 \text{ V}$ ,  $V_2 = 2 \text{ V}$  og en fejl på  $V_1$  på en 0,1V, vil fejlen ved metode et være på 5 %, mens den ved brug af brøken vil være på 3,4 %. Spændingsvariationer af denne type kan skyldes støj eller spændingsfald på elementer inden dividerkredsløbet.

## 6.2. Buffer

For at belastning af sekundærspolerne ikke finder sted, hvis ensretterne trækker strøm, er der placeret buffere før disse. Bufferen er en ikke-inverterende forstærker med unity-

gain. En ideel buffer har en uendelig høj indgangsimpedans og ingen udgangsimpedans. Derved bliver spolerne isoleret fra signalbehandlingskredsløbet. Forstærkeren skal vælges ud fra dens slewrate. Indgangsspændingen til ensretterne er givet ved:

$$v(t) = V_m \cdot \sin(f \cdot 2\pi \cdot t); [V] \quad \text{Ligning 6-7}$$

Slewraten findes med ligning 6-8, hvor  $v_o$  er udgangsspændingen for forstærkeren.

$$SR = \left| \frac{dv_o}{dt} \right|; \left[ \frac{V}{\mu s} \right] \quad \text{Ligning 6-8}$$

med buffer er  $v_o = v_i = v(t)$ .

$$SR = V_m \cdot f \cdot 2\pi \quad \text{Ligning 6-9}$$

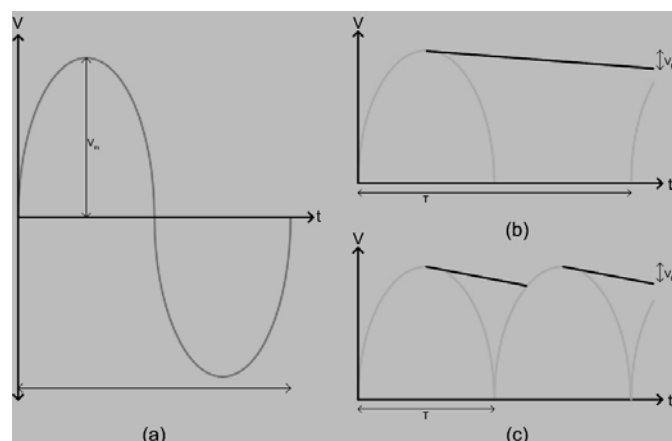
Frekvensen er 1kHz og den maksimale amplitude antages tæt på 1. Slewraten er nu givet ved:

$$SR = V_m \cdot f \cdot 2\pi = 2000\pi \frac{V}{s} \approx 0,0063 \frac{V}{\mu s} \quad \text{Ligning 6-10}$$

Da slewraten for en  $\mu A741$  er  $0,5 \text{ V}/\mu s$ , er det muligt at bruge denne.  $\mu A741$  har en indgangsimpedans på  $2 \text{ M}\Omega$ , hvilket er tilstrækkeligt til at isolere spolerne fra det elektriske kredsløb.

### 6.3. Ensretterne

Et kredsløb som omdanner et AC signal til DC signal, kaldes en ensretter. En halvbølgeensretter klipper positiv- eller negativdelen af et signal væk. En helbølgeensretter omvender enten positiv- eller negativdelen af et signal, så signalet bliver negativt eller positivt. Efter en helbølge-ensretter er signalets periode halvt så stor som indgangssignalets. Ofte er signalet fra ensrettere filtreret med et lavpasfilter, så signalet bliver mere jævnt ligesom et DC signal. Derfor opstår ofte ripple, som er spændingsfaldet fra toppen til amplitudens næste bølge. Når ripplen er lille, er signalet mere stabilt.



**Figur 6-2** (a): Ikke ensrettet indgangssignal, (b): Halvbølge-ensrettet, (c) Helbølge-ensrettet

#### 6.3.1. Halvbølge-ensretter

Den mest simple halvbølge-ensretter er en diode, der leder når indgangsspændingen er positiv, men spærrer når den er negativ. Dioden kan ikke ensrette spændinger, som er lavere end dens cut-in spænding, der ofte ligger omkring  $0,7 \text{ V}$ . Derfor kan halvbølge-

ensretteren ikke fungerer, når der arbejdes med signaler, som er mindre end cut-in spændingen.

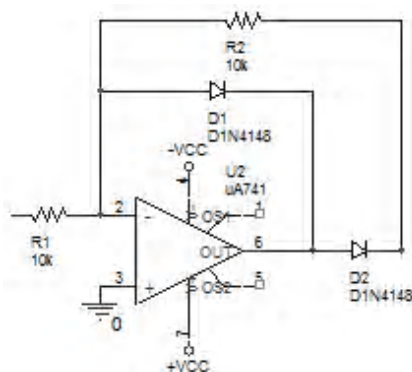
### 6.3.2. Helbølge-ensretter

Denne er meget lig halvbølge-ensretteren, men i stedet for en enkelt diode er der brugt to dioder til hver lederetning. Med denne opbygning bliver den negative halvkurve herved positiv. På grund af opbygningen er spændingsfaldet 1,4 V, og udgangsfrekvensen bliver 2 gange indgangsfrekvensen.

Halv- og helbølge-ensrettere bliver ofte kaldet power ensrettere. De bruges ofte ved transformere og lignende. Ydelsen for den slags ensretter er høj, og den er derudover billig. Når man vil arbejde med rms værdi af signalet, eller benytte et instrument, som bruger både positiv og negativ del af signalet, er det bedre at bruge en præcisions halvbølge ensretter. Disse virker dog dårligt ved frekvenser over 100 kHz.

### 6.3.3. Præcisions halvbølge-ensretter

Denne metode, der benytter operationsforstærkere og dioder, kaldes ofte en superdioder. Superdioden er en god metode, når der bruges små signaler. Superdiodens cut-in spænding ligger tæt på 0 V, og udgangsspændingen er næsten lig indgangs-spændingen. Denne metode er brugt i løsningen af projektet, da spændingerne fra sekundær spolerne er mellem 0,3 og 0,7 V.



Figur 6-3 Halvbølge ensretter.

Halvbølge-ensretteren fungerer på følgende måde:

Når der er positiv spænding på ensretterens indgang, leder diode  $D_1$ , og dermed har forstærkeren negativ feedback. Hermed er der virtuelt stel på forstærkerens inverterende indgang, og udgangen har en diodes spændingsfald, hvorved der fremkommer et negativt signal på forstærkerens udgang. Derfor leder diode  $D_2$  ikke, og der passerer ingen strøm igennem  $R_2$ , så ensretterens udgangsspænding er 0 V.

Når det er negativ spænding på ensretterens indgang, er forstærkerens udgang positiv og diode  $D_1$  leder ikke. Derimod leder  $D_2$ , og forstærkeren har negativ feedback igennem  $R_2$  og virtual stel på forstærkerens inverterende indgang. Strømmen igennem  $R_2$  bliver den samme som strømmen igennem  $R_1$ . Hvor  $R_2 = R_1$  og ensretterens udgangsspænding er givet ved:

$$v_o = -v_i, v_i \leq 0$$

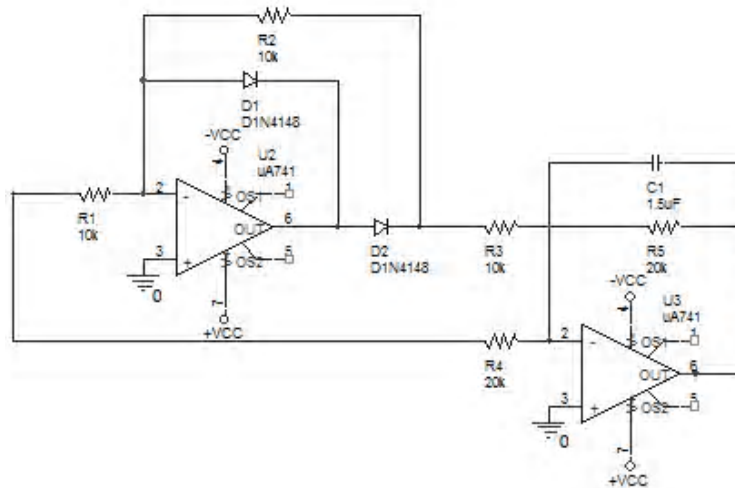
Ligning 6-11

Denne forbindelse med dioden  $D_1$ , mellem forstærkerens inverterende indgang og dens udgang gør, at forstærkeren altid har negativ feedback. Derfor er forstærkeren i aktiv

området, og går ikke i mætning. Ønskes der et negativt udgangssignal, kan man vende begge dioder.

### 6.3.4. Præcisions helbølge-ensretter

Helbølge ensretning kan udføres på mange forskellige måder. I denne rapport bruges summering, hvor signalet fra halvbølge-ensretteren er forstærket op to gange og adderet med udgangssignalet fra spolerne.



Figur 6-4 Helbølgeensretter.

Summeratorene fungerer på følgende måde:

Som dens navn antyder, adderer den flere indgangssignaler til et udgangssignal. Med summeratoren er det muligt at addere signaler med forskellige forstærkning.

$$v_o = (-a \cdot v_1) + (-b \cdot v_2); \quad a = \frac{R_5}{R_3}, \quad b = \frac{R_5}{R_4} \quad \text{Ligning 6-12}$$

$v_1$  er udgangssignalet fra halvbølge-ensretteren, og  $v_2$  er indgangssignalet til dette kredsløb, der tilsammen udgør en helbølge-ensretter, dvs.  $v_2 = v_i$ .  $a$  og  $b$  er forstærkningen på de to signaler. Halvbølge-ensretteren forstærker kun én gang, da  $R_2 = R_1$ , og  $v_1 = -v_i$ , dette gælder kun når  $v_i \leq 0$  V.

$$v_o = (-a \cdot (-v_i)) + (-b \cdot v_i) \Leftrightarrow v_o = a \cdot v_i - b \cdot v_i \quad \text{Ligning 6-13}$$

Hvis  $v_i > 0$  V ses det at:

$$v_o = -b \cdot v_i = -v_i \Leftrightarrow b = 1 \quad \text{Ligning 6-14}$$

Hvis  $v_i \leq 0$  V ses det at:

$$v_o = a \cdot v_i - b \cdot v_i = -v_i \Leftrightarrow v_o = v_i(a - b) = -v_i \Leftrightarrow a - b = -1 \quad \text{Ligning 6-15}$$

Hvor  $b = 1$  bemærkes det at  $a = 2$ . Ved at sætte modstandene ind i ligningen fås:

$$a = \frac{R_5}{R_3}, b = \frac{R_5}{R_4} \quad \text{Ligning 6-16}$$

Ud fra denne ligning findes det at:

$$a = \frac{R_5}{R_3} = 2 \Rightarrow R_5 = 2 \cdot R_3 \Leftrightarrow \quad \text{Ligning 6-17}$$

$$b = \frac{R_5}{R_4} = 1 \Rightarrow R_5 = R_4$$

Hvis man vil lave kredsløbet med anderledes modstande, skal man altid have denne 2:1 ratio mellem modstanderne. For at amplituden efter ensretteren ligger tæt på amplituden før, skal modstanderne i ensretteren være med 1 % præcision eller bedre, og dermed vil forstærkningen højst variere med  $\pm 2\%$ .

$$A_v = \frac{R_5}{R_3} = \frac{20k \pm 1\%}{10k \pm 1\%}$$

$$A_{v\max} = \frac{20,2}{9,9} = 2,04 \frac{V}{V} \quad \text{Ligning 6-18}$$

$$\% - fejl = \frac{2,04 - 2}{2} = 2\%$$

I ligning 6-18 findes fejlen i forstærkningen til maksimalt at være to gange præcisionen af modstandene. Forstærkerne i ensretterne skal vælges efter slewraten. Hvor frekvensen og amplituden er det samme som i udregningen for bufferen, er det muligt at bruge  $\mu A741$ . For forstærkerens slewrate gælder at:

$$SR \geq V_m \cdot f \cdot 2\pi \quad \text{Ligning 6-19}$$

For at spændingen fra ensretteren bliver udglattet, skal der sættes en kondensator  $C_1$  over  $R_5$ . Med den kondensator virker ensretterkredsløbet også som et lavpasfilter. Dette filter skal kunne virke ved en båndbredde på 2 Hz, hvor indgangssignalet er:

$$v_{(t)} = V_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t), \omega_0 = 2\pi \cdot f \quad \text{Ligning 6-20}$$

Da er det muligt at udlede, at udgangssignalet er amplitudeværdien af indgangssignalet eller:

$$v_o = |V_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)| \quad \text{Ligning 6-21}$$

Fordi måleopløsning skal være 0,1 mm og signalet ud skal være 1,0 V/cm, er det muligt at udlede ripple spændingen  $v_R$  til maksimalt at være 10 mV.

$$1,0 \frac{V}{cm} = 0,1 \frac{V}{mm} = 100 \frac{mV}{mm} \Rightarrow \quad \text{Ligning 6-22}$$

$$100 \frac{mV}{mm} \cdot 0,1mm = 10mV$$

Derfor skal der indsættes en kondensator over  $R_5$ . Kondensatoren skal vælges således, at knækfrekvensen ikke vil påvirke kravet om en båndbredde på 2 Hz. Der vælges derfor en knækfrekvens på 25 Hz. Denne er over ti gange større end de 2 Hz, og det antages derfor at båndbredden ikke vil blive påvirket. Kondensatoren  $C_1$  vælges således:

$$C_1 = \frac{1}{2f\pi \cdot R_5} = \frac{1}{50\pi \cdot 20000} = 318nF \approx 330nF \quad \text{Ligning 6-23}$$

Det er tidligere beskrevet at  $a$  og  $b$  er forstærkning for summatoren. Med en kondensator over  $R_5$  skal  $a$  erstattes med  $H_{1(\omega)}$  og  $b$  med  $H_{2(\omega)}$ . Ligningerne for  $H_{1(\omega)}$  og  $H_{2(\omega)}$  er:

$$H_{1(\omega)} = \frac{v_o}{v_1} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{R_5}{R_3} \frac{1}{j2\omega_0 C_1 R_5 + 1}$$

$$H_{2(\omega)} = \frac{v_o}{v_2} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{R_5}{R_4} \frac{1}{j2\omega_0 C_1 R_5 + 1} \quad \text{Ligning 6-24}$$

$$Z_f = \frac{1}{2\omega_0 C_1 j} \square R_5$$

$$H_{(\omega)} = \frac{1}{j2\omega_0 C_1 R_5 + 1}$$

Når dette indsættes i ligningen findes:

$$v_o = \left(-|H_{1(\omega)}|v_1\right) + \left(-|H_{2(\omega)}|v_2\right) \quad \text{Ligning 6-25}$$

Dernæst udtrykkes udgangssignalet med en Fourierrække<sup>4</sup>, hvor  $v_1$  er:

$$v_1 = -\frac{R_2}{R_1} \left( \frac{V_m}{\pi} + \frac{V_m}{2} \sin(\omega_o t) - \frac{2V_m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega_o t) \right) \quad \text{Ligning 6-26}$$

og  $v_2$  er:

$$v_2 = v_{(t)} = V_m \sin(\omega_o t) \quad \text{Ligning 6-27}$$

Nu skal  $v_1$  og  $v_2$  indsættes i ligningen for udgangsspændingen, og det ses at:

$$v_o = |H_{(\omega)}| \left( \frac{R_5}{R_3} \left( \frac{V_m}{\pi} + \frac{V_m}{2} \sin(\omega_o t) - \frac{2V_m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega_o t) \right) - \frac{R_5}{R_4} V_m \sin(\omega_o t) \right)$$

**Ligning 6-28**

Når værdierne for modstanderne indsættes i ligningen, for  $v_i \leq 0$  V, ses det at:

$$v_o = |H_{(\omega)}| \left( \underbrace{\frac{2V_m}{\pi}}_{DC} + \underbrace{\frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega_o t)}_{AC} \right) \quad \text{Ligning 6-29}$$

Næsten hele ripplen skyldes den første harmoniske. Hvis ripplen ønskes, betragtes AC delen ved maksimum amplitude, der er omkring  $V_m = 1$  V og når cosinus-delen antager værdien 1. Herved er ripplen:

$$v_R = |H_{(\omega)}| \frac{4V_m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega_o t) = \frac{1}{\sqrt{(j\omega_0 C_1 R_5)^2 + 1^2}} \frac{4}{3\pi} \approx 10mV \quad \text{Ligning 6-30}$$

<sup>4</sup> Sedra/Smith (1998): *Microelectronic Circuits*, McGraw-Hill International Editions, Singapore, side 723, tabel 16.3

Når udgangssignalet er  $v_i \geq 0$ , fås:

$$v_o = |H(\omega)| \cdot V_m \sin(\omega_0 t) \quad \text{Ligning 6-31}$$

Ripplen bestemmes, når sinus delen antager værdien 1 og amplituden ligeledes er 1.

$$v_R = |H(\omega)| \cdot V_m \sin(\omega_0 t) = |H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(j\omega_0 C_1 R_5)^2 + 1^2}} = \frac{1}{41} \approx 24,4mV \quad \text{Ligning 6-32}$$

Derfor skal signalet filtreres mere. For lavpasfilteret vælges den samme knækfrekvens som før. Derfor skal  $C_2$  vælges til:

$$C_2 = \frac{1}{2f\pi \cdot R_5} = \frac{1}{50\pi \cdot 10000} = 636nF \approx 680nF \quad \text{Ligning 6-33}$$

Overføringsfunktionen for lavpasfilteret er:

$$H_{LP(\omega)} = -\frac{R_7}{R_6} \frac{1}{j\omega_0' C_2 R_7 + 1} \quad \text{Ligning 6-34}$$

For at finde den maksimale ripple for  $v_i \geq 0$  benyttes følgende ligning:

$$v_R = |H_{LP(\omega)}| \cdot |H(\omega)| \cdot V_m \sin(\omega_0 t) = |H_{LP(\omega)}| \cdot |H(\omega)| \Rightarrow$$

$$v_R = \frac{1}{\sqrt{(\omega_0' C_2 R_7)^2 + 1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\omega_0 C_1 R_5)^2 + 1}} \approx \frac{1}{85} \cdot \frac{1}{41} \approx 0,285mV, \omega_0' = 4000\pi \quad \text{Ligning 6-35}$$

#### 6.4. Afvigelse på ensretterne

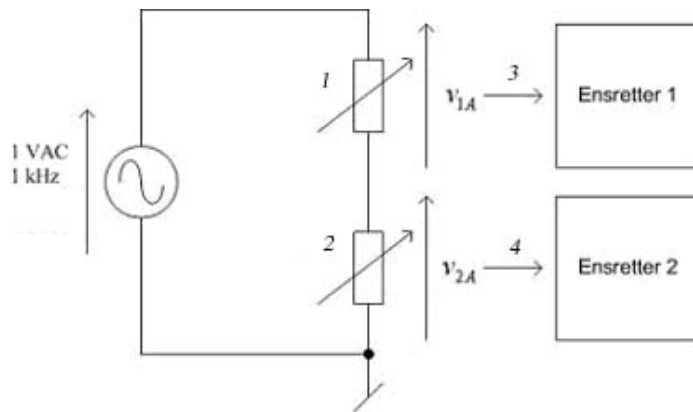
I kredsløbet benyttes to ensrettere, der behandler indgangssignalet fra hhv. sekundærspole 1 og 2. Det er vigtigt for det endelige resultat, at de to signaler bliver behandlet ens. Dette sætter krav til, at de enkelte komponenter på de to kredsløb er parvis ens. Da der er adskillige komponenter i hele ensretterkredsløbet, der både består af buffer, ensretter samt to lavpasfiltre, er der stor risiko for unøjagtigheder pga. tolerancer.

For at komme ud over dette problem, er der på lavpasfilteret placeret et potentiometer, hvor forstærkningen kan justeres. Dette har gjort, at unøjagtigheden er minimal men dog stadig tilstedeværende.

For at undersøge hvordan disse unøjagtigheder påvirker signalbehandlingen, er følgende test lavet:

Det vides, at udgangsspændingerne fra de to spoler vil ligge mellem 0,3-0,7 V, hvilket ses af tabel 15.2 på Bilag 15.2. Når output fra den ene spole er 0,3 V, vil output på den anden være 0,7 V osv.

For at teste dette blev kredsløbet på figur 6-5 opstillet.



Figur 6-5 Testopstilling for at teste ensretterne.

For at opnå de rette indgangsspændinger, justeres de to dekademodstande. Over ind- og udgangen på de to ensrettere er der placeret to voltmetre. Hvert voltmeter bruges både til at måle indgangsspændingen og udgangsspændingen på samme ensretter. Dette sker for at være sikker på, at en eventuel unøjagtighed ikke skyldes voltmeteret. Der foretages målinger ved hver 100 mV.

R <sub>1</sub> kΩ	R <sub>2</sub> kΩ	Før ensretter, V			Efter ensretter, V		
		v <sub>1A</sub>	v <sub>2A</sub>	v <sub>1A</sub> + v <sub>2A</sub>	V <sub>1B</sub>	V <sub>2B</sub>	V <sub>1B</sub> + V <sub>2B</sub>
7	3	703,7	301,9	1005,6	697,6	301,8	999,4
6	4	603,6	403,2	1006,8	600,0	401,6	1001,6
5	5	503,4	502,4	1005,8	502,3	501,3	1003,6
4	6	403,2	602,5	1005,7	404,5	601,2	1005,7
3	7	302,8	702,6	1005,4	306,9	700,9	1007,8

Figur 6-6 Resultater for test af ensrettere

Ideelt skulle  $v_{1A} + v_{2A}$  være lig  $V_{1B} + V_{2B}$ , eller i det mindste have et konstant spændingsfald. Det bemærkes, at dette ikke er tilfældet, tværtimod er der en forskel på mellem -6 og 2 mV. Dette er ganske små spændinger, men før det kan afgøres, hvor stor betydning det har for det endelige resultat, skal det indsættes i brøken:

$$\frac{V_{1B} - V_{2B}}{V_{1B} + V_{2B}} \cdot 3,16 + 1,25$$

Ligning 6-36

I denne brøk indsættes de spændinger, der ses på ligning 6-36. Først de ideelle spændinger, dvs. spændingerne før ensretningen og derefter de faktiske. Ved at finde afvigelsen mellem disse to serie resultater, fås et godt billede af den fejl, som ensretterne vil forårsage.

Ideelt, V	Faktisk, V	Afvigelse, %
2,5126	2,5015	0,45
1,8790	1,8759	0,12
1,2531	1,2531	0,00
0,6238	0,6320	-0,33
-0,0066	0,0146	-0,85

Tabel 6-1 Figuren viser resultatet af brøken. I kolonnen ideelt er indsat spændinger før ensretningen, men i kolonnen efter er indsat spændinger efter

Som det ses, er den største afvigelse i de to yderpositioner på 21 mV, hvilket svarer til 0,85 procent afvigelse, i forhold til fullscale - eller 0,21 mm.

Konklusionen må være, at ensretternes forskellighed er en kilde til fejl. Dog er fejlen så lille, at den overholder de stillede krav.

## 6.5. Instrumenteringsforstærker

Som beskrevet i indledningen til dette afsnit, skal der bruges en instrumenteringsforstærker for at realisere den øverste halvdel af brøken i ligning 6-37. En instrumenteringsforstærker er opbygget som vist på figur 6-7.

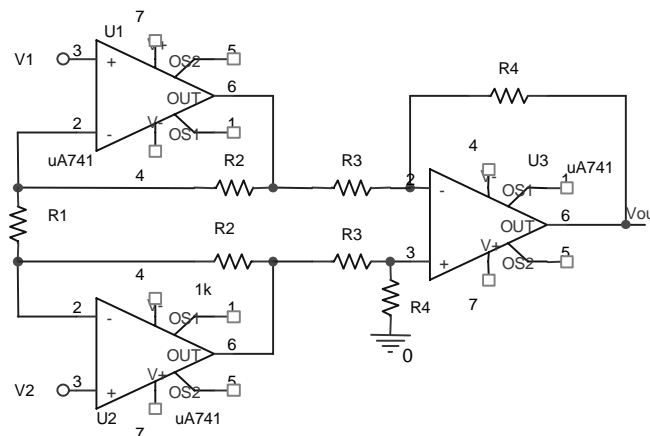
$$V_A = \frac{V_{1A} - V_{2A}}{V_{1A} + V_{2A}} \quad \text{Ligning 6-37}$$

Ligning 6-38 er det samlede udtryk for udgangssignalet fra en instrumenteringsforstærker.

$$V_A = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (V_{1A} - V_{2A}) \quad \text{Ligning 6-38}$$

Modstandene  $R_3$  og  $R_4$  sættes lig med hinanden, da hele forstærkningen i en instrumenteringsforstærker foretages ved hjælp af modstandene  $R_1$  og  $R_2$ .

$$V_A = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (V_{1A} - V_{2A}) \quad \text{Ligning 6-39}$$



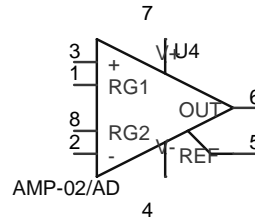
**Figur 6-7** Grundlæggende opbygning af en instrumenteringsforstærker.

Efterfølgende afhænger udgangssignalet kun af  $R_1$  og  $R_2$ . Hvis  $R_1$  udelades af kredsløbet, og dermed går mod uendelig, ses det, at der ikke foretages nogen forstærkning, da brøken med  $R_2$  og  $R_1$  forsvinder og tilbage står kun 1-tallet inde i parentesen. På den måde skabes en unity-gain operationsforstærker, som kun forstærker én gang og tager differensen mellem de to spændinger  $V_1$  og  $V_2$ .

Derfor vil udtrykket for en differens forstærker uden forstærkning se ud som følger:

$$V_A = (V_{1A} - V_{2A}) \quad \text{Ligning 6-40}$$

Da der i dette projekt ikke ønskes nogen forstærkning i instrumenteringsforstærkeren, vil udtrykket i ligning 6-40 blive brugt til videre bearbejdelse.



**Figur 6-8** AMP-02 er en instrumenteringsforstærker anvendes til at tage differensen mellem  $V_{1A}$  og  $V_{2A}$

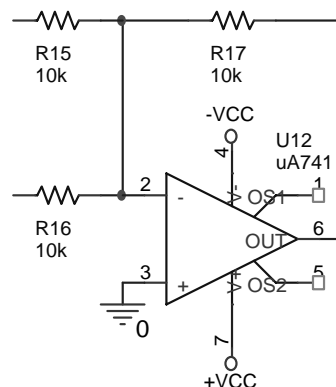
Af de mange forskellige instrumenteringsforstærkere der findes, er AMP-02 valgt til projektet, da denne overholder de stillede krav. AMP-02 ses på figur 6-8 med nummererede ben. AMP-02 er nem at anvende, idet den skal have  $\pm 15$  V som forsyning på ben 4 og 7. På ben 2 og 3 sendes de to indgangsspændinger, som skal subtraheres, ind. Ben 1 og 8 bruges kun, hvis der ønskes en forstærkning på udgangssignalet. Da der ikke ønskes nogen form for forstærkning i instrumenteringsforstærkeren, vil ben 1 og 8 ikke blive brugt. Ben 5 kan bruges, hvis signalet ønskes offsetjusteret. Fra ben 6 sendes udgangssignalet videre til signalbehandling i dividerkredsløbet.

Ligning 6-40 beskriver signalet, der sendes ud på ben 6 på instrumenteringsforstærkeren.  $V_{1A}$  er signalet som sendes ind på ben 2 og  $V_{2A}$  er signalet som kommer ind på ben 3.

## 6.6. Summator og efterfølgende inverterende forstærker

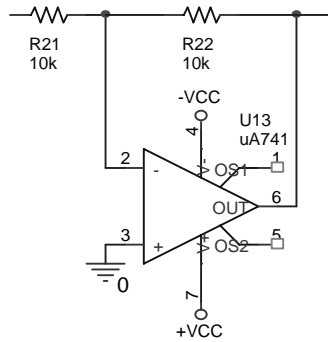
Som det fremgår af ligning 6-1 i afsnit 6, skal de to spændinger  $V_{1A}$  og  $V_{2A}$  også summeres. Det gøres nemmest ved at bruge en summator. I dette tilfælde bruges en  $\mu A741$ , da denne uden problemer kan udføre opgaven som summator. Summatoren udmærker sig ved at kunne addere spændinger, som begge sendes ind på det inverterende ben. Der skal dog sættes en modstand imellem indgangssignalet og det inverterende ben, for begge spændinger, se figur 6-9.

Modstanden  $R_{17}$ , som sidder i negativ feedback, sættes til samme værdi som  $R_{15}$  og  $R_{16}$ , der sidder på det inverterende ben, da der ikke ønskes forstærkning i summatoren. Yderligere er der valgt 1 % modstande for at opnå en så lille fejl så muligt. Ben 4 og 7 bruges ligeledes til at forsyne operationsforstærkeren med  $\pm 15$  V. Ben 1 og 5 bruges til offset justering, hvilket ikke er aktuelt i dette tilfælde, da der offsetjusteres i den sidste del i det elektriske kredsløb. Ben 3 skal til stel, mens udgangssignalet er på ben 6.



**Figur 6-9** Summatoren adderer de to signaler som sendes ind på ben 2. De tre modstande er ens, og der er således ikke foretaget nogen forstærkning

Da summatoren sender et negativt signal ud på ben seks, er det nødvendigt, at indsætte en inverterende forstærker med unity-gain efter summatoren. Når inverteren placeres efter summatoren, sendes udgangssignalet fra summatoren ind på det inverterende ben. På den måde fås der et positivt signal som udgangssignal. Operationsforstærkeren, der er valgt som inverter, er igen en  $\mu A741$ . Den er billig og ses meget anvendt med unity-gain og andre simple løsninger, hvor det ikke er nødvendigt med en dyr og hurtig operationsforstærker.



**Figur 6-10** Inverter som inverterer udgangssignalet fra summatoren.

På figur 6-10 ses inverteren, hvor modstanden  $R_{21}$  forbindes til ben 6 på summatoren. Ben 3 forbindes til stel. Udgangssignalet fra ben 6 sendes videre i signalbehandlingen. Ved at betragte det generelle udtryk for en summatør, fås der et funktionsudtryk med udgangssignalet som funktion af indgangssignalet.

$$V_B = -\frac{R_{17}}{R_{15}} V_{1A} - \frac{R_{17}}{R_{16}} V_{2A} \quad \text{Ligning 6-41}$$

Ligning 6-41 er et udtryk for udgangssignalet efter summatoren. Dernæst skal signalet inverteres. Dette gøres med inverteren på figur 6-10. Udtrykket vil efter inverteren se ud som følger:

$$V_B = \frac{R_{17}}{R_{15}} V_{1A} + \frac{R_{17}}{R_{16}} V_{2A} \quad \text{Ligning 6-42}$$

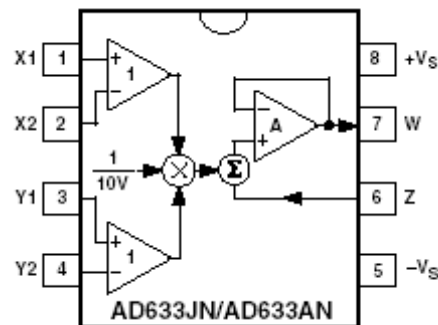
Da alle modstande i ligning 6-42 er sat til 10 k $\Omega$ , vil det endelige udtryk for summatoren og inverteren se således ud:

$$V_B = V_{1A} + V_{2A} \quad \text{Ligning 6-43}$$

$V_B$  er udgangssignalet, som sendes ud på inverterens ben 6, se figur 6-10.

## 6.7. Dividerkredsløb

Dividerkredsløbet har til opgave at realisere brøken  $\frac{V_{1A}}{V_{2A}}$ , forstærke resultatet så en forskydning af kernen svarer til en volt pr. centimeter, samt hæve spændingen med 1,25 V således, at nulpunktet bliver rykket 1,25 cm til den ene side i LVDT'en.



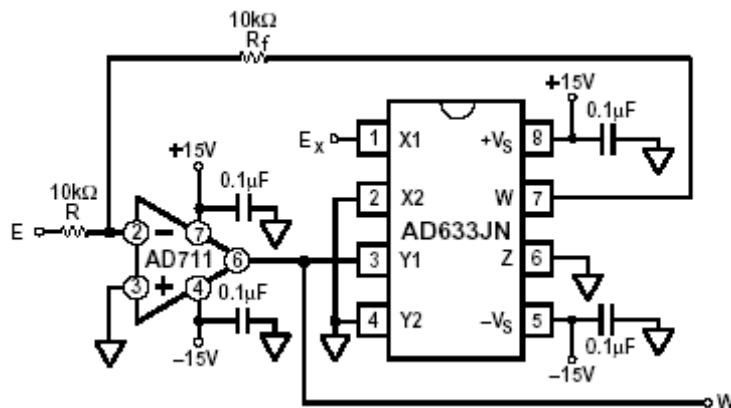
Figur 6-11 Skematisk opbygning af AD633<sup>5</sup>

Til formålet er valgt en AD633JN, der er en integreret kreds, som kan foretage en multiplikation. På figur 6-11 ses den skematiske opbygning af kredsen, der består af to differensforstærkere, en forstærker med unity-gain, en summator samt en multiplierer. Foruden at multiplicere resultaterne fra differensforstærkerne med hinanden, dividerer multiplieren også resultatet med 10. Den endelige funktion for AD633 sat op som en multiplierer ser således ud:

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10} + Z$$

Ligning 6-44

Opsat i feedback med en operationsforstærker, på databladet er anvendt en AD711, kan kredsen dividere. Det simpleste kredsløb, som databladet foreslår, kan ses på figur 6-12.



Figur 6-12 Databladsskema over AD633 opsat som divider.

Her er outputtet  $W = -10 \frac{E}{E_x}$ , hvor  $E$  svarer til  $V_A$  fra instrumenteringsforstærkeren, og

$E_x$  til  $V_B$  fra summatoren. Som det ses af brøken, forstærkes signalet -10 gange. Signalet er negativt, fordi inputsignalet  $E$  sendes ind på det inverterende ben på OP-AMP'en. De 10 ganges forstærkning skyldes den indbyggede forstærkning i AD633JN. Ved at ændre forholdet mellem de to modstande  $R$  og  $R_f$ , kan forstærkningen ændres, nøjagtig som ved en hver anden forstærker med negativ feedback.

Input  $V_A$  sendes ind på det inverterende ben, mens  $V_B$  sendes ind på AD633's ben 1 (X1). X2, Y2 og Z benyttes ikke i denne opstilling, derfor sættes disse til stel.

<sup>5</sup> Se datablad i afsnit 14, internetadresse nr. 1

Fra beregninger af spolen ligning 5-24 afsnit 5.6.2. fås, at forstærkningen på brøken  $\frac{V_A}{V_B}$  skal være 3,16. For at finde feedbackmodstanden  $R_f$  og modstanden  $R$  på den inverterende indgang, benyttes ligning 6-45:

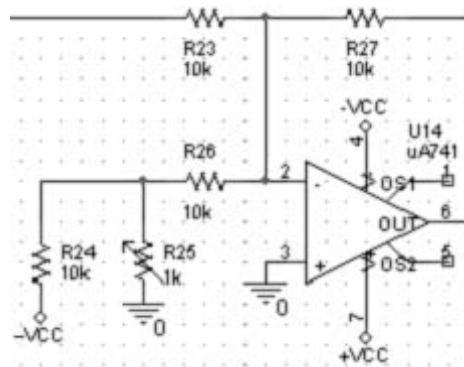
$$3.16 = 10 \frac{R_f}{R}$$

**Ligning 6-45**

Fastsættes  $R$  til 31,6 k $\Omega$  fås  $R_f$  til at være 9,99 k $\Omega$ . For at kunne få den helt nøjagtige forstærkning, indsættes en modstand på 9,7 k $\Omega$ , samt et potentiometer på 500  $\Omega$  i serie med denne. Ved at sætte et voltmeter på udgangen, og påtrykke de to indgange en ens spænding, f.eks. 1 V, kan potentiometret justeres, til der på udgangen er 3,16 V.

På figur 6-12, som er hentet fra databladet, benyttes en AD711. En  $\mu$ A741 giver dog samme resultater, hvorfor denne er valgt. Da alle delelementerne er tilsluttet samme forsyning, kan det nøjes med to afkoblingskondensatorer, hvor der på databladsdiagrammet er benyttet fire.

Udgangssignalet sendes fra divisionskredsen til endnu en  $\mu$ A741, der er sat op som en sumator. Da udgangssignalet er negativt, skal det summeres med -1,25V og derefter inverteres. For at få den ønskede spænding, udnyttes  $-V_{CC}$ , forsyningsspændingen på -15V. Der placeres en modstand samt et potentiometer mellem  $-V_{CC}$  og stel. Værdierne fås ved at lave en spændingsdeling over to modstande, se figur 6-13.



**Figur 6-13** Diagram over hæveled, der hæver den forstærkede spænding med 1,25 V

Fastsættes  $R_{24}$  til 10 k $\Omega$  fås, at  $R_{25}$  skal være 909  $\Omega$ , hvilket kan indstilles med et 1 k $\Omega$ 's potentiometer.  $R_{23}$ ,  $R_{26}$  og  $R_{27}$  skal være ens, da der her ikke ønskes nogen forstærkning. De sættes til 10 k $\Omega$ , for at der ikke skal passere nogen nævneværdig stor strøm. Justering af hæveleddet foretages ved at tilslutte forsyningsspænding og anbringe et voltmeter på udgangen. Når indgangen sættes til stel, skal der ligge 1,25 V over udgangen.

$$-1.25 = -15 \frac{R_{25}}{R_{25} + R_{24}}$$

**Ligning 6-46**

Det endelige udtryk for dividerkredsløbet er nu:

$$V_o = \frac{V_A}{V_B} \cdot \frac{R_{19} + R_{20}}{R_{18}} \cdot (-10) \cdot \frac{-R_{27}}{R_{23}} + (-15) \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \cdot \frac{-R_{27}}{R_{26}}$$

**Ligning 6-47**

Med de rette værdier indsat, og potentiometrene justeret korrekt, bliver udtrykket således:

$$V_O = 3,16 \frac{V_A}{V_B} + 1,25$$

Ligning 6-48

## 6.8. Det færdige kredsløb

Det endelige kredsløb består således af fire printplader, hvor der på de to af dem er ensretterkredsløb med hver deres anden ordens lavpasfilter. På den tredje printplade er summator samt instrumenteringsforstærker placeret, hvorefter signalet føres videre til fjerde og sidste printplade. Denne indeholder hele dividerkredsløbet, der består af divideren samt offsetjusteringen, der hæver signalet med 1,25 V.

Ved at have disse fire printplader, er det let at tage et element ud og enten teste eller udskifte komponenter. Det hele er placeret i en plasticbox, hvor der er 6 ind og udgange. De tre af indgangene er forsyningsspænding, der forsyner alle delelementerne med  $\pm 15$  V samt stel. De to andre indgange skal kobles til LVDT'ens udgange. Endelig er der en udgang på boksen – denne skal sættes til et voltmeter, hvorfra kernens forskydning kan aflæses.

Da forsyningsspændingen bliver benyttet i offset-justeringen, er der et vist krav til denne. Hvis det antages, at fejl i offset-justeringen højst må bidrage med en fejl på  $\pm 0,5$  mm, hvilket svarer til 50 mV, kan den maksimale tilladelige afvigelse på forsyningsspændingen findes:

$$V_{off} = V_{cc} \frac{R_{25}}{R_{25} + R_{24}}$$

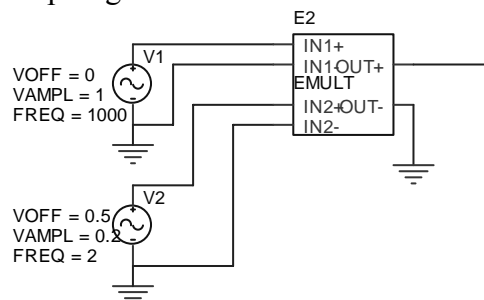
Ligning 6-49

Sættes  $V_{off}$  til 1,3, der er den korrekte offset-spænding adderet med fejlen på 50 mV, og de korrekte modstandsværdier indsættes, findes  $V_{cc}$  til 15,6 V. Dette betyder, at forsyningsspændingen må variere med  $\pm 600$  mV.

Diagrammerne over elementerne kan ses på bilag 15.5 og 15.6.

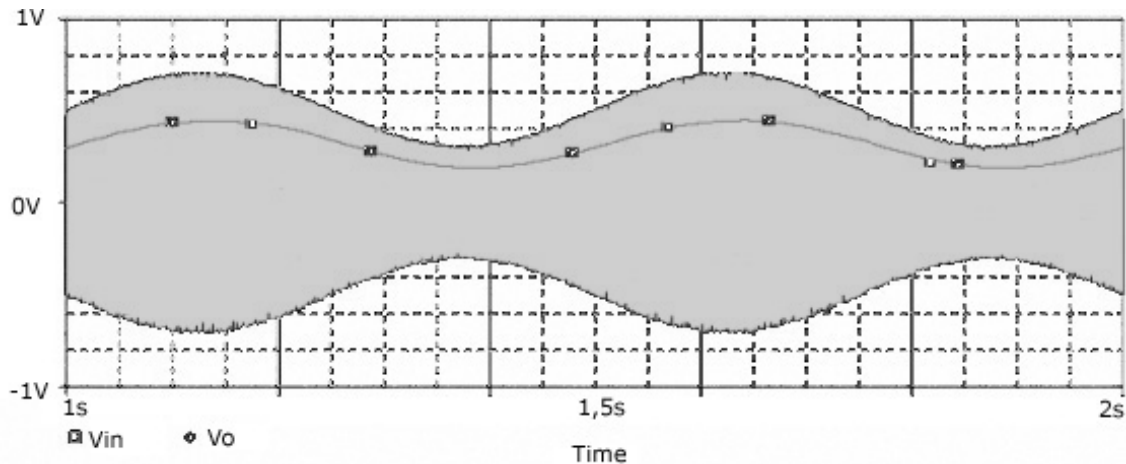
## 6.9. Test af båndbredde

For at teste hvorvidt kredsløbet overholder kravet om en båndbredde på 2Hz, er i PSpice opsat en AM-generator. En AM-generator består af to AC-kilder, der multipliceres. Den ene kilde er bærebølgen, denne sættes til de 1000Hz, som LVDT'en vil blive påtrykt. Den anden kilde er moduleringen, der her sættes til 2Hz. Amplituden på bærebølgen sættes til 1 V og  $V_{OFF}$  til 0 V. For modulationen sættes  $V_{OFF}$  til 0,5 V med en amplitude på 0,2 V. Dette gør, at indgangsspændingen vil svinge mellem 0,3 – 0,7 V AC. Opstillingen fra PSpice ses på figur 6-14:



Figur 6-14 PSpice diagram over en AM-generator

Da det med sikkerhed vides, at det kun er ensretteren med lavpasfiltrene, der potentielt vil have problemer med at overholde kravet, er det kun dette delelement, der testes på. Ensretteren påtrykkes udgangsspændingen fra AM-generatoren, og der køres en simulation. Simulationen foregår i tiden 1-2 sekunder. På figur 6-15 ses ind- og udgangsspændingerne på ensretterkredsløbet med filter. Det grå område er indgangsspændingen, der både indeholder 2 Hz og 1 kHz.



**Figur 6-15** Graf over ind- og udgangsspænding på ensretterkredsløbet med filter

De to grafers forløb er næsten identiske, dog er der en forsinkelse på udgangssignalet på ca. 20 ms. Dette skyldes kondensatorerne, der sidder i lavpasfiltrene. Da der ønskes en lille ripple, må disse have en hvis størrelse. Dette går ud over båndbredden, idet reaktionstiden for kredsløbet bliver mindre. Med resultatet, der kan ses på figur 6-15, menes der at være fundet en god balance mellem tingene, idet ripplen er på under 10 mV.

## 6.10. Usikkerhedsberegning på lavpasfilteret

Usikkerhedsberegningen vil blive foretaget på et af de lavpasfiltre, der anvendes i ensretterne. Lavpasfilteret er valgt, fordi det er muligt at lave nogle lærerige beregninger på dette. Når der laves usikkerhedsberegning på et elektrisk kredsløb, skal der tages hensyn til usikkerheder i komponenter, samt den usikkerhed, der måtte forårsages af andre udefra kommende ting som f.eks. temperaturen. Først er der temperaturen at tage hensyn til. Den har stor indflydelse, når det drejer sig om elektriske komponenter, da de er varmfølsomme.

LVDT'en er fremstillet til at skulle bruges i et laboratoriemiljø, hvorfor der kan ses bort fra temperaturændringen, og derfor vil den ikke komme i betragtning i forbindelse med udregning af usikkerheden.

Det skal undersøges, hvorvidt der er offset- eller biasfejl, og om der er fejl i form af CMRR, eller PSRR<sup>6</sup>. Desuden skal fejlfaktoren  $K_f$  bestemmes. Dernæst laves en overføringsfunktion for kredsløbet, som differentieres partielt mht. komponentusikkerhederne. Når overføringsfunktionen er differentieret partielt, skal usikkerhederne adderes, hvorefter at den samlede usikkerhed for hele lavpasfilteret til sidst findes.

<sup>6</sup> PSRR = Power supply rejection ratio

### 6.10.1. Offsetfejl

Offsetjustering kan ske på én af to følgende måder. En intern justering, hvor et potentiometer bliver koblet mellem de to offset-indgange og, afhængig af op-amp'en, den negative eller positive forsyningsspænding. Dette kan forringe forstærkerens egenskaber, og er heller ikke nødvendigt i det anvendte kredsløb.

Her bruges eksternt offsetjustering i sidste led af signalkredsløbet, hvor udgangsspændingen fra divideren hæves med 1,25 V vha. en summator. Ved denne type offset justering kræves en stabil forsyningsspænding, især hvis der samtidig sker en stor forstærkning. Igen er dette ikke noget problem, idet der i summatoren er unity-gain.

### 6.10.2. Biasfejl

I  $\mu A741$  er der en differentialforstærker opbygget af transistorer. Da disse transistorer ikke kan produceres nøjagtigt ens, kan der opstå fejl kaldet biasfejl. Biasstrømmen for en  $\mu A741$ 'er ligger typisk på 80 nA mellem 500 nA. For at komme ud over denne fejl kan man biaskompensere ved at sørge for, at impedansen set fra de to indgange på operationsforstærkeren er ens. Der er i det anvendte kredsløb ikke behov for biaskompensering, da der bliver offset-justeret som sidste led, samt at LVDT'en skal benyttes i et laboratoriemiljø, hvor temperaturen ventes konstant.

### 6.10.3. CMRR

Hvis det drejer sig om en ikke-inverterende forstærker, kan Common mode rejection ratio bevirke en fejl i kredsløbet,. Der er her tale om en inverterende forstærker med virtuelt stel på ben 2 og 3. Derfor er common mode spændingen 0 V og der er altså ingen fejl.

### 6.10.4. PSRR

Power supply rejection ratio er et mål for, hvor meget offsetspændingen  $V_{os}$  ændrer sig som funktion af forsyningsspændingen. Det vil få indflydelse på udgangsspændingen. I databladet for  $\mu A741$  er PSRR opgivet til 10  $\mu V/V$ . Det medfører, at når forsyningsspændingen ændrer sig med en volt, vil offsetspændingen  $V_{os}$  ændre sig med 10  $\mu V$ . Dvs. en god og stabil forsyning kan være med til at mindske  $V_{os}$ . Hvis ikke der er en stabil forsyning til rådighed, kan der vælges en bedre operationsforstærker eller man kan afkoble operationsforstærkeren med kondensatorer.

I dette projekt er der ingen fejl i form af PSRR, da dette afhænger af offsetfejl. Dette forekommer ikke, da der sidst i kredsløbet foretages en offsetjustering.

### 6.10.5. Fejlfaktoren $K_f$

Da openloop-forstærkningen  $A_{OL}$  ikke er uendelig ved nogen operationsforstærker, er der en unøjagtighed mellem de beregnede forstærkninger og de faktiske. Denne forskel kaldes fejlfaktor og benævnes  $K_f$ . Fejlfaktoren beregnes vha. ligning 6-50.

$$K_f = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta \cdot A_{OL}}}$$

**Ligning 6-50**

En  $\mu A741$  har en openloop-forstærkning på 200.000, og da der i lavpasfilteret er unity gain, fås en fejlfaktor på 0,999995. Denne fejl er så lille, så der kan ses bort fra fejlfaktoren.

### 6.10.6. Usikkerhed i forbindelse med overføringsfunktionen

Overføringsfunktionen er et udtryk for forstærkningen i lavpasfilteret. Da overføringsfunktionen, ligning 6-51, er et komplekst udtryk, ønskes størrelsen af denne. Overføringsfunktionen for et lavpasfilter ser ud som følger:

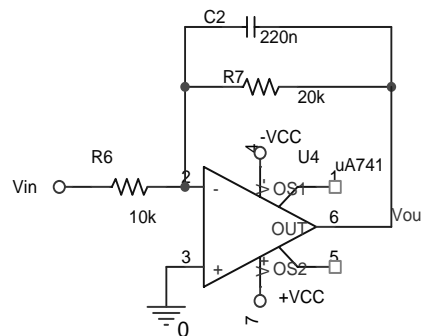
$$\underline{H}(\omega) = -\frac{R_f}{R_{in} \cdot (1 + j\omega C_f R_f)}; \left[ \frac{V}{V} \right]$$

**Ligning 6-51**

Nu ønskes den specifikke funktion med de korrekte komponentbetegnelser indsat:

$$\underline{H}(\omega) = -\frac{R_7}{R_6 \cdot (1 + j\omega C_2 R_7)}$$

**Ligning 6-52**



**Figur 6-16** Lavpasfilteret der foretages usikkerhedsberegning på.

Dernæst ønskes størrelsen af  $\underline{H}(\omega)$ :

$$|\underline{H}(\omega)| = \frac{R_7}{R_6} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_2^2 R_7^2 \omega^2 + 1}}$$

**Ligning 6-53**

Med komponentværdier indsat fås at  $|\underline{H}(2kHz)| = 49,9 \cdot 10^{-3}$

Usikkerheden for de valgte komponenter i lavpasfilteret er som følger:

- $\Delta R_6 = \pm 1 \%$
- $\Delta R_7 = \pm 1 \%$
- $\Delta C_2 = \pm 10 \%$
- $\omega = 2kHz$

Dernæst ønskes størrelsen af  $\underline{H}(\omega)$  differentieret med hensyn til  $C_2$  og  $R_7$ .  $\omega = 2 kHz$ , da indgangssignalet på lavpasfilteret har en dobbelt så stor frekvens, som indgangssignalet på det samlede kredsløb. Dette gøres på følgende måde:

$$|\Delta \underline{H}(2kHz)| = \left| \frac{\partial |\underline{H}(2kHz)|}{\partial R_7} \right| \Delta R_7 + \left| \frac{\partial |\underline{H}(2kHz)|}{\partial C_2} \right| \Delta C_2 \quad \text{Ligning 6-54}$$

Til at differentiere udtrykket i ligning 6-53 anvendes Mathematica som hjælpeværktøj. Yderligere indsættes usikkerhederne på de enkelte komponenter således, at resultatet bliver den relative usikkerhed på forstærkningen, dvs.  $\Delta |\underline{H}(2kHz)| = -3,97 \cdot 10^{-3}$

Den endelige usikkerhed på forstærkningen er:

$$|\underline{H}(2kHz)| \pm \Delta |\underline{H}(2kHz)| = 49,9 \cdot 10^{-3} \pm 3,97 \cdot 10^{-3}$$

Nu ønskes den procentvise usikkerhed for forstærkningen:

$$\frac{\Delta |\underline{H}(2kHz)|}{|\underline{H}(2kHz)|} \cdot 100\% = \frac{3,97 \cdot 10^{-3}}{49,9 \cdot 10^{-3}} \cdot 100\% = 7,96\% \quad \text{Ligning 6-55}$$

Det bemærkes, at usikkerheden på lavpasfilteret, i form af komponenttolerancer, er 7,96 %. Usikkerheden er forholdsvis stor, men vil kun have betydning for dæmpningen af ripplen.

### 6.10.7. Samlet usikkerhed på lavpasfilteret

Som tidligere beskrevet kan man se bort fra eventuelle fejl forårsaget af bias, offset, PSRR og CMRR. Desuden er fejlfaktoren  $K_f$  så lille, at der kan ses bort fra denne. Tilbage er dermed kun den usikkerhed, der kan opstå pga. komponenttolerancer. Denne er som beregnet på 7,96%, hvilket er forholdsvis meget. Idet denne usikkerhed primært skyldes kondensatoren, som er afbrudt ved DC, er det kun den dæmpede ripple, der potentielt vil opleve sådan en fejl.

### 6.11. Delkonklusion

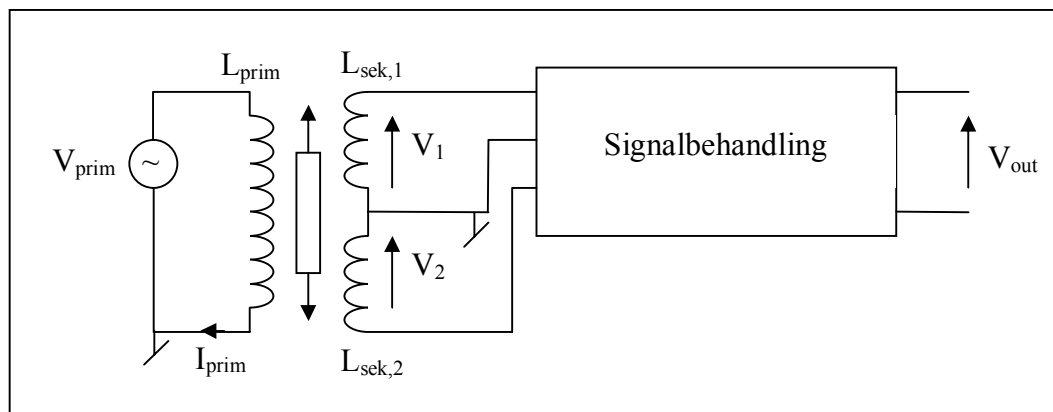
Der er produceret et elektrisk signalbehandlingskredsløb, der behandler udgangssignalet fra LVDT'en. Fra signalbehandlingen kan der aflæses et signal, hvor en volts ændring er lig en centimeters forskydning af kernen inde i LVDT'en.

Kredsløbet er designet således, at en præcis indstilling af AC-generatoren ikke er nødvendig. Derimod er det af større vigtighed, at forsyningsspændingen til selve kredsløbet er indstillet præcist.

Under forsøg viser det sig, at enkelte af delelementerne i signalbehandlingen giver anledning til fejl, men at disse fejl er så små, at de vil holde sig inden for de stillede krav.

## 7. Samlet test af systemet.

Den samlede test af systemet blev udført med en speciallavet måleopstilling, som projektgrupperne i fællesskab havde designet. Konstruktionstegningerne over denne er vedlagt på Bilag 15.7. Opstillingen består af en aluminiumsklods med en rille til anbringelse af LVDT'en, samt en mikrometerskrue og en plaststang, der bruges til at forskyde kernen i LVDT'en.



**Figur 7-1** Diagram over de målte spændinger i den samlede test af systemet. De primære og sekundære spoler er markeret ved  $L_{prim}$ ,  $L_{sek,1}$  og  $L_{sek,2}$ .  $V_1$  og  $V_2$  er udgangsspændingerne fra henholdsvis første og anden sekundærspole, og  $V_{out}$  er udgangsspændingen fra signalbehandlingskredsløbet. Derudover er også LVDT'ens excitationsspænding  $V_{prim}$  og primærstrømmen  $I_{prim}$  vist.

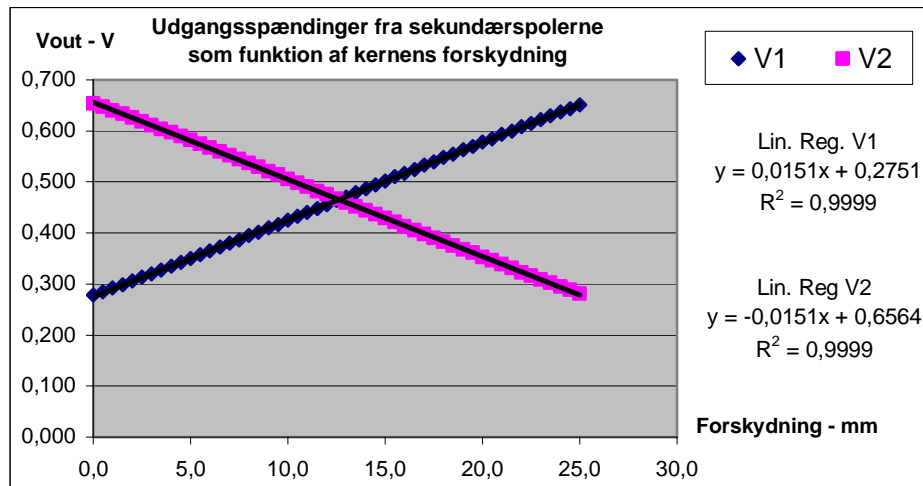
Testen blev udført ved, at LVDT'en først blev lagt løst i måleopstillingen og mikrometerskruen indstillet på lidt over sin maksimale visning, hvorefter LVDT'en blev forbundet med signalbehandlingskredsløbet og indgangsspænding.

Derefter blev LVDT'en forskudt, indtil den var så tæt på sit tekniske nulpunkt som muligt. Dette nulpunkt er fastlagt ved, at udgangsspændingen fra signalbehandlingen ved denne forskydning er lig nul. På dette punkt befinder kernen sig 12,5 mm inde i den første sekundærspole. LVDT'en blev så fastgjort og mikrometerskruen brugt til at finindstille kernens position, så udgangspunktet blev så tæt ved det tekniske nulpunkt som muligt. Udgangsspændingen  $V_{out}$  bliver således så tæt på nul som muligt.

Efter denne nulpunktsindstilling blev selve testen udført. Der målt i intervallet [0 mm; 25 mm] fra det tekniske nulpunkt. Kernen blev forskudt 0,5 mm ad gangen svarende til én omgang på mikrometerskruen. Ved slutningen af måleserien befinder kernen sig altså forskudt 12,5 mm ind i den anden sekundærspole. For hver måling blev udgangsspændingen fra signalbehandlingskredsløbet, samt udgangsspændingerne fra hver af sekundærspolerne, noteret.

Under testen blev der desuden holdt øje med primærstrømmen  $I_{prim}$ , der burde være konstant under hele testen. Der blev dog i denne undersøgelse, ligesom i undersøgelsen af LVDT'ens linearitet, se afsnit 5.6.2, observeret at primærstrømmen ændrer sig med nogle  $\mu A$  over måleintervallet. Der gælder dog også i denne undersøgelse, at så små variationer i strømmen ikke vil have nogen målbar indflydelse på testens resultater. Det kan muligvis skyldes en lille strøm i sekundærspolerne.

Testens måleresultater kan ses på Bilag 15.8 tabel 15.6. Ud fra disse måleresultater tegnes to grafer, en af udgangsspændingerne fra sekundærspolerne, se figur 7-2, og en af udgangsspændingen fra signalbehandlingskredsløbet, se Figur 7-3.



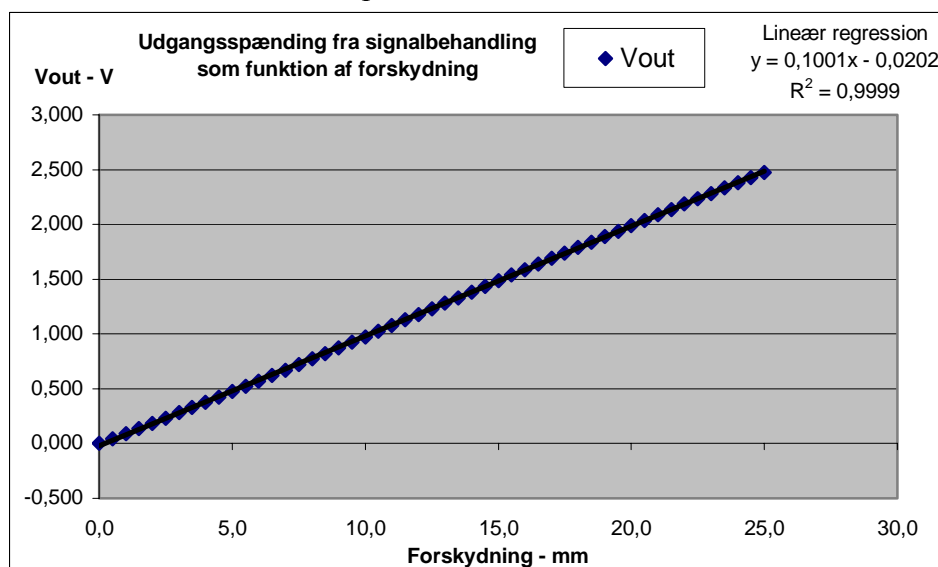
**Figur 7-2** Graf over sekundærspolernes udgangsspændinger  $V_1$  og  $V_2$  som funktion af kernens forskydning. Der er udført lineære regressioner på de to sæt måledata, resultaterne af hvilke ses til højre på figuren.

Af figur 7-2 fremgår følgende to vigtige resultater. For det første er måledataenes overensstemmelse med de lineære regressioner særdeles god, hvilket fremgår af korrelationskoefficienterne for de to regressioner, der begge afviger fra 1 med mindre end  $1/10000$ . Et andet vigtigt resultat er, at den absolutte værdi af hældningskoefficienterne for de to regressioner er lig hinanden. Dette er betydende mht.

spændingsbrøken  $\frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}$ , da brøkens nævner i dette tilfælde bliver konstant. Hvis ikke

dette havde været tilfældet, ville signalbehandlingens udgangsspænding ikke være en lineær funktion af kernens forskydning.

Konstantleddene i de to regressioner angiver udgangsspændingerne fra sekundærspolerne, når kernen befinder sig på det tekniske nulpunkt. Størrelsen af disse udgangsspændinger har ikke nogen betydning, da deres indflydelse automatisk bliver kalibreret væk, når det tekniske nulpunkt findes.



**Figur 7-3** Graf over signalbehandlingskredsløbets udgangsspænding som funktion af kernens forskydning fra det tekniske nulpunkt. Der er også her udført en lineær regression på måledataene, hvis resultat er angivet øverst til højre på figuren.

På figur 7-3 ses den målte udgangsspænding fra signalbehandlingskredsløbet som funktion af kernens forskydning, samt den lineære regression udført på disse måledata. Der er også her god overensstemmelse mellem måledata og regressionslinje, idet  $R^2 = 0,9999$ . Af hældningskoefficienten fås, at spændingen ændrer sig  $0,1001 \text{ V/mm} = 1,001 \text{ V/cm}$  forskydning af kernen. Dette afviger med  $\frac{1,000 - 1,001}{1,000} \cdot 100\% = 0,1\%$  fra de krævede  $1,000 \text{ V/cm}$ .

I tabel 15.6 på Bilag 15.8 er den procentvise afvigelse på  $V_{out}$  i forhold til den forventede udgangsspænding, på  $1,000 \text{ V/cm}$ , udregnet for hvert målepunkt. Denne afvigelse er både udregnet direkte og i forhold til full-scale. Den direkte udregning udføres efter ligningen:

$$\text{direkte afvigelse} = \frac{V_{out,forventet} - V_{out}}{V_{out,forventet}} \cdot 100\% \quad \text{Ligning 7-1}$$

Afvigelsen i forhold til full-scale udregnes efter ligningen:

$$\text{full-scale afvigelse} = \frac{V_{out,forventet} - V_{out}}{V_{out,forventet,full-scale}} \cdot 100\% = \frac{V_{out,forventet} - V_{out}}{2,5V} \cdot 100\% \quad \text{Ligning 7-2}$$

Signalbehandlingskredsløbet skal samlet set udføre følgende beregning:

$$V_{out,udregnet} = 3,16 \cdot \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2} + 1,25 V \quad \text{Ligning 7-3}$$

For at undersøge den afvigelse, som udelukkende skyldes signalbehandlingskredsløbet, udregnes denne spænding ud fra de målte spændinger over sekundærspolerne og afvigelsen til den målte  $V_{out}$  regnes ud:

$$\text{kredsløb afvigelse} = \frac{V_{out,udregnet} - V_{out}}{V_{out,udregnet}} \cdot 100\% \quad \text{Ligning 7-4}$$

Den direkte procentvise afvigelse er størst i starten af måleserien, da der her er tale om små udgangsspændinger. En afvigelse på et par mV vil altså udgøre en større procentdel af udgangsspændingen her end senere i forløbet. Herefter falder afvigelsen generelt med stigende udgangsspænding.

Den procentvise afvigelse i forhold til full-scale giver et bedre indtryk af hvor godt systemet lever op til de stillede krav. Kravet mht. den samlede afvigelse på systemet er, at denne ikke må overskride  $4\%$  af full-scale, hvilket her svarer til  $1 \text{ mm}$ . Af tabel 1 bilag 15.8 ses, at denne afvigelse gennem måleserien har en minimal værdi på  $0,2\%$  og en maksimal værdi på  $1,2\%$ , hvilket ligger inden for de krævede  $4\%$ .

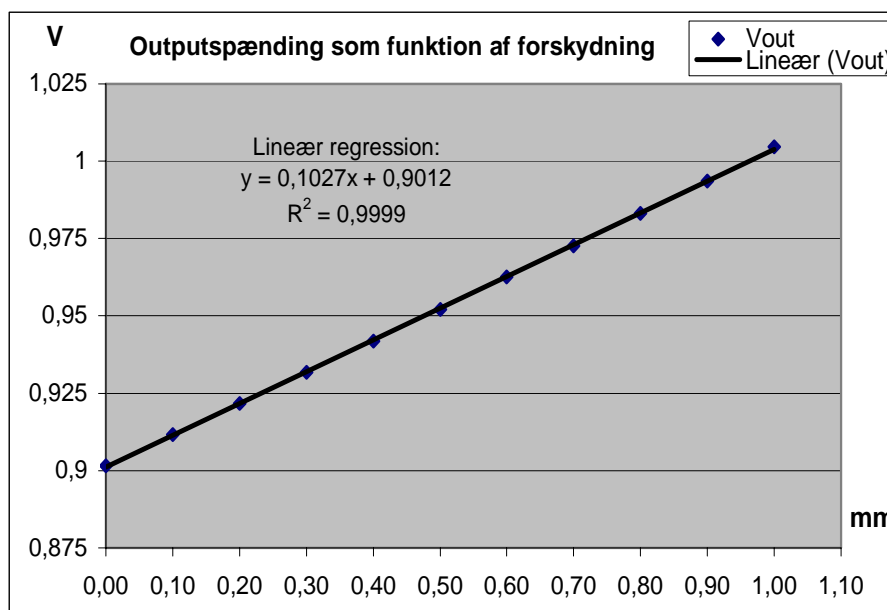
Der er  $0,5\%$  usikkerhed på de anvendte multimetre, men da den målte  $V_{out}$  konsekvent er mindre end den forventede, kan afvigelsen ikke forklares med måleusikkerhed. Det kan dog tyde på, at der sker et spændingsfald et sted i signalbehandlingen. Dette spændingsfald er ikke konstant gennem hele testen, men varierer mellem  $4$  og  $30 \text{ mV}$ . Da det ikke er en konstant fejl, er det ikke noget, som umiddelbart kan bortjusteres, og skyldes således ikke en offset fejl. Fejlen bliver heller ikke større for hver måling, men varierer gennem måleserien. Det er altså ikke en lineært voksende fejl, der kunne tyde på en fejl i forstærkningen.

Betragtes afvigelsen på  $V_{out}$  i forhold til  $V_{out,udregnet}$ , ses at afvigelsen i starten af testen er meget stor. Dette skyldes, at de målte spændinger her er i størrelsesorden mV, og at der således også kun skal meget små fejlsændinger til at skabe en stor procentvis fejl.

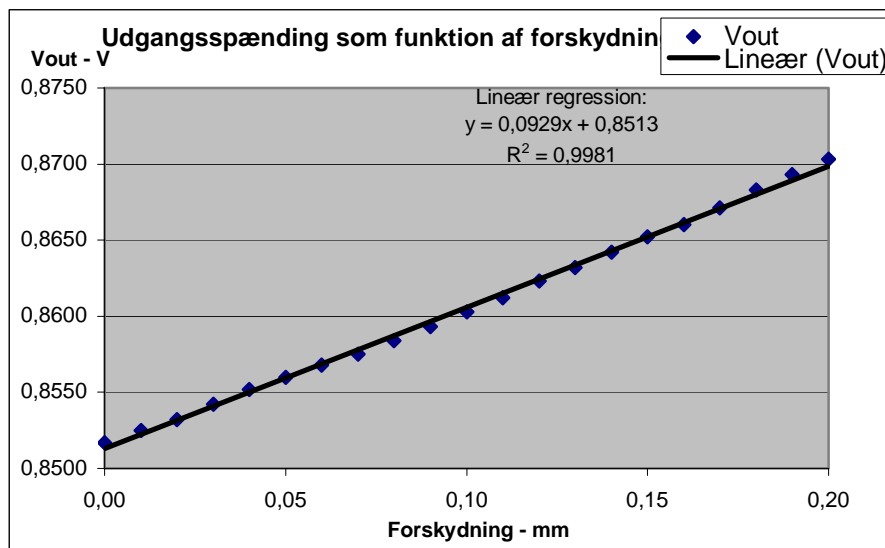
Derefter er den faldende indtil et punkt midt i testen, hvor den praktisk taget er nul, hvorefter den igen er stigende, op til et niveau på 1,4 %. Dette tyder på, at forstærkningen i de to ensrettere i signalbehandlingen ikke følges ad. Hvis forstærkningen var ens, ville spændingsbrøken automatisk udkompensere deres indflydelse. Hvis der derimod er en lille forskel, vil det ene signal blive mere betydende, end det burde have været, og brøkens værdi vil blive ændret. Derudover vil der være en lille ulineær forvrængning, da brøkens nævner ikke længere vil være en konstant, men derimod vil være afhængig af kernens position, se afsnit 5.6.2. Dette er en mulig forklaring på den varierende afvigelse, der ses på  $V_{out}$ . Betragtes undersøgelsen af ensretterne i afsnit 6.4 ses dog, at den maksimale fejl, ensretterne bidrager med, er på 0,85 %. De kan derfor ikke være skyld i hele afvigelsen, men er dog stadig den mest sandsynlige forklaring på den ulinearitet, der ses i forbindelse med afvigelsen.

En mulig forklaring på den resterende fejl, er fejl ved indstillingen af mikrometerskruen. Men da fejlen f.eks. ved maksimal visning på 2,5 V omregnet er på 0,25 mm er dette ikke sandsynligt, da mikrometerskruen er langt mere nøjagtig end dette. Det er også en mulighed at små ujævnheder i konstruktionen af spolerne giver signalet en lille, ulineær forvrængning.

Efter denne undersøgelse, blev der udført en anden test for at undersøge systemets måleopløsning. For at gøre dette, blev kernen sat et tilfældigt sted i nærheden af LVDT's midte, og derefter blev kernen i to forskellige forsøg forskudt henholdsvis 0,1 mm og 0,01 mm ad gangen. Grafer over disse to forsøg findes på figur 7-4 og 7-5, og måledata findes på Bilag 15.8 tabel 15.7 og 15.8.



**Figur 7-4** Graf over udgangsspænding i forsøget, hvor kernen blev forskudt 0,1 mm ad gangen. Resultatet af den lineære regression på dataene er angivet på grafen.



**Figur 7-5** Graf over udgangsspænding i forsøget, hvor kernen blev forskudt 0,01 mm ad gangen. Resultatet af den lineære regression på dataene er angivet på grafen.

På figur 7-4 fremgår det, at udgangsspændingens linearitet er god, med  $R^2 = 0,9999$ . Af den lineære regression ses dog også, at der er en afvigelse på hældningen i forhold til de forventede 1 V/cm på 2,7 %. Dette kan som før skyldes ensretterne, der hvis de ikke følges nøjagtig ad, kan give anledning til en forvrængning. Det er også muligt, at det skyldes små variationer i spolerne, der ikke kommer til udtryk, når der måles over større intervaller.

Det må dog konkluderes, at systemet overholder kravet om at kunne måle ned til 0,1 mm.

Betragtes figur 7-5 ses også en tydelig linearitet, der dog ikke er så god som i de foregående forsøg. Der er også en større afvigelse på hældningen af den lineære regression:

$$\frac{1,000 \text{ V/cm} - 0,929 \text{ V/cm}}{1,000 \text{ V/cm}} \cdot 100\% = 7,1\%$$

**Ligning 7-5**

Grunden til disse afvigelser er de samme som i foregående forsøg, men ses dog tydeligere her, da måleintervallerne er mindre. Derudover var der også en betydelig usikkerhed på aflæsningen af spændinger under 1 mV. Dette skyldes den ripple, der stadig er på signalet efter det er ensrettet og udglattet. Dette kan forklare de udsving, der ses på målepunkterne på figur 7-5 i forhold til den lineære regression.

Systemet kan således også måle afstandsændringer på ned til 0,01 mm, dog med en større usikkerhed pga. ripplen på spændingen.

Konklusionen på disse undersøgelser af det samlede system er, at systemet overholder de stillede krav. Der er en maksimal afvigelse på afstandsmålingen på 1,4 % af full-scale indenfor måleintervallet [0 mm; 25 mm], hvilket svarer til en fejl på 0,35 mm. Dette er acceptabelt i forhold til den maksimale krævede afvigelse på 4 % af full-scale, svarende til 1 mm. Kravet til systemets opløsning er også overholdt, idet systemet er i stand til at måle afstandsændringer på helt ned til 0,01 mm.

Afvigelsen i disse undersøgelser kan til dels tilskrives signalbehandlingens ensrettere, der ikke er nøjagtig ens for de to sekundærspændinger. Resten af afvigelsen må forklares med unøjagtigheder i konstruktionen af spolerne, eller i signalbehandling.

## 8. Diskussion

### 8.1. LVDT

LVDT'ens dimensioner er nær det optimale. Dog kan dens længde reduceres med op til 15 mm, uden at det påvirker dens anvendelsesmuligheder. Der er enkelte uoverensstemmelser mellem de to sekundærspoler, som antages at skyldes konstruktionsmetoden. Dette påfører spolerne en vis uhomogenitet i form af en forskel i kapacitansen, der dog på baggrund af den valgte frekvens ikke kommer til at have indflydelse på systemets funktionalitet. Dette skyldes, at kapacitansen udelukkende vil have indflydelse ved spolerens resonansfrekvenser, som befinder sig ved en langt højere frekvens.

Det er ved test vist, at det lineære område i LVDT'en strækker sig over et område på ca. 20 mm på hver side af ligevægtsstillingen, hvilket er større end det anvendte måleområde, der strækker sig 12,5 mm på hver side.

### 8.2. Elektrisk signalbehandling

Signalbehandlingskredsløbet er blevet produceret således, at de to inputspændinger behandles så udgangssignalet ændres med 1 V, når kernens position ændres med 1 cm. Kredsløbet består af to ensrettere og filtre, samt et større komplekst kredsløb, der summerer og subtraherer de to inputsignaler og endelig tager forholdet af disse resultater.

Kredsløbets mest kritiske delelement er lavpasfiltrene, der dels skal sørge for en lille ripple, men samtidig skal overholde kravet om en båndbredde på 2 Hz. Her skal findes en balance mellem disse to ønsker, således at den endelige udgangssignal ikke lader sig påvirke, og dermed tilføjer en unøjagtighed i aflæsning af kernens position.

Det store dividerkredsløb, der består af både summator og instrumenteringsforstærker, viser sig at være særdeles præcist. Takket være den forholdsregning, der sker i dette kredsløb, reduceres støj og en præcis indstilling af AC-generatoren er ikke nødvendig.

### 8.3. Test

I undersøgelsen af det samlede system ses en god lineær sammenhæng mellem kernens forskydning og udgangsspændingen fra signalbehandlingen. Den maksimale afvigelse i forhold til de forventede udgangsspændinger er på 1,4 %. Dette kan til dels forklares ud fra signalbehandlingens ensrettere, der ikke opfører sig nøjagtigt ens. Forstærkningen findes i testen til at være 1,001 V/cm, hvilket afviger med 0,1 % i forhold til de forventede 1,000 V/cm. Dette vil dog også kun bidrage med 0,1 % til den samlede afvigelse, og da der samtidig ses, at de målte spændinger er mindre end de forventede, er fejlen på forstærkningen ikke betydelig.

Den mindste målbare forskydning findes i undersøgelsen til at være 0,01 mm, svarende til 1 mV i udgangsspændingen fra signalbehandlingen. Dette overholder det stillede krav om mindst at kunne måle en forskydning på 0,1 mm. Hvis der skulle kunne måles forskydninger mindre end 0,01 mm, ville det kræve en yderligere reduktion i den ripple, der er på udgangsspændingen fra signalbehandlingen.

Med hensyn til selve måle metodens nøjagtighed, kan den benyttede mikrometerskrue indstilles med en nøjagtighed på 0,001 mm. Usikkerheden på indstillingen er ikke kendt, men den formodes at være mindre end 0,01 mm, og mikrometerskruen er således anvendelig til denne undersøgelse.

## 9. Konklusion

Der blev fremstillet en prototype af en general purpose LVDT til brug i et laboratoriemiljø. Denne består af en primær og to sekundære spoler. I disse placeres en kerne, hvis position på baggrund af den magnetiske og elektriske karakteristika af instrumentet, kan bestemmes med en opløsning på 0,01 mm i et måleinterval på 25 mm. Opløsningen er herved markant forbedret i forhold til det stillede krav på 0,1 mm. Ved hjælp af et elektrisk kredsløb ensrettes, filtreres og forstærkes dette signal, så der opnås en hensigtsmæssig sammenhæng mellem position og udgangsspænding på 1 V/cm. Den maksimale afvigelse er på baggrund af en test bestemt til 1,4 % af full-scale, hvilket overholder det stillede krav på 4 %. Systemets båndbredde som kræves at være 2 Hz overskrides minimalt, hvilket medfører, at kravet med tilnærmelse overholdes.

## 10. Perspektivering

Som det elektriske kredsløb i øjeblikket er opbygget, består det af i alt 14 IC-kredse, hvoraf 12 af disse er  $\mu A741$ 'ere. Det er muligt at nedbringe antallet, ved at undersøge AD633JN's egenskaber lidt nøjere. Som beskrevet tidligere, ser overføringsfunktionen for kredsen sat op som multiplier sådan ud:

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10} + Z \quad \text{Ligning 10-1}$$

På datablad-diagrammet over AD633JN opsat som divider er indgangene  $X2$  og  $Y2$  sat til stel. Her er det værd at undersøge, om et signal på indgang  $X2$  vil blive trukket fra  $X1$  korrekt, når kredsen sidder i feedback med en operationsforstærker. Vil dette virke korrekt, kan instrumenteringsforstærkeren fjernes fra det samlede system.

Som det ligeledes ses af ligning 10-1, bliver der adderet en konstant  $Z$  til brøken. Igen er denne indgang sat til stel, når kredsen benyttes som divider. Her er det lidt sværere at forudsige, hvordan et signal på dette ben vil opføre sig – igen fordi kredsen sidder i feedback. Det er dog absolut værd at undersøge, for kan man her hæve spændingen med 1,25 V, undgår man derved offset-kredsløbet, der ellers kommer efter dividerkredsløbet. Det har ved test vist sig, at hverken summatoren, instrumenteringsforstærkeren eller divideren giver nævneværdige fejl på udgangssignalerne. Ensretter-kredsløbene bidrager ligeledes ikke med større fejl, men da komponenterne på de to kredsløb ikke parvis er helt ens, opstår der en forskel på udgangsspændingerne, når indgangsspændingen varieres. Dette er i deres nuværende form reduceret ganske kraftigt, dog giver dette stadig en fejl på op til 30 mV på det endelige udgangssignal.

Ved hjælp af et potentiometer i feedback på det sidste lavpasfilter kan forstærkningen justeres, så der nogenlunde er overensstemmelse de to kredsløb imellem. For at få en endnu bedre balance kan der anvendes parrede modstande, og eventuelt benytte nogle kondensatorer med lavere tolerance.

Da det samlede system i sin nuværende stand overholder de i kravspecifikationen stillede krav for maksimal fejl, skønnes det ikke nødvendigt at foretage ovenstående justeringer af kredsløbet.

Da LVDT'en generelt fungerer godt, er der ikke et stort behov for ændringer i dennes konstruktion. Der er dog enkelte områder, hvor enten produktionen kan forenkles, eller prisen reduceres. Som tidligere nævnt er det lineære område i LVDT'en 15 mm større end nødvendigt. Det er således muligt at reducere materialeforbrug, og dermed pris, ved at gøre LVDT'en kortere.

Det er også en mulighed, at LVDT'en stadig ville kunne overholde de stillede krav, hvis der blev fjernet et lag tråd fra hver spole. Spolernes udgangsspændinger ville blive reduceret, men da signalbehandlingskredsløbet i den nuværende opbygning kun skal forstærke 3,16 gange, er det ikke et problem at forstærke yderligere. Dette ville også medføre en prisreduktion, samt gøre det lettere at fremstille spolen, da der ikke skal vikles så mange lag ovenpå hinanden.

Derudover kunne en reduktion i både kernens og spolernes størrelse være ønsket, da det vil medføre at LVDT'ens anvendelsesmuligheder, på steder med begrænset plads, ville blive større.

## 11. Litteraturliste

### **Bøger:**

- Fishbane, Gasiorowicz, Thornron (1996): *Physics For Scientists and Engineers 2<sup>nd</sup>*, Prentice Hall, (Virginia/Minnesota USA)
- Charles K. Alexander and Mttthew N.O. Sadiko (1999): *Fundamentals Of Elektric Circuits*, International Edition, (Oxford)
- Sedra/Smidth (1998): *Microelectronic Circuits*, McGraw-Hill International Editions, Singapore
- Den Kgl. Veterinær- og Landbohøjskole (2001): *Kompendium i Metode og Projektarbejde*, DSR Forlag
- Ramon Pallas-Areny & John G. Webster (2001): *Sensors and signal conditioning*, John Wiley & Sons, (USA)

### **Internetadresser pr. 11.12.02:**

1. Datablad for AD633:  
[http://www.analog.com/UploadedFiles/Datasheets/277093686AD633\\_e.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Datasheets/277093686AD633_e.pdf)
2. Datablad for AMP-02: <http://www.analog.com/productSelection/pdf/amp02.pdf>
3. Datablad for referencemateriale:  
<http://www.ferroxcube.com/appl/info/HB2002.pdf> (pg.64) Udgivet: 03/02
4. Datablad for  $\mu$ A741: <http://www-s.ti.com/sc/ds/ua741.pdf>
5. Ill. af LVDT: [http://www.efunda.com/designstandards/sensors/lvdt/lvdt\\_theory.cfm](http://www.efunda.com/designstandards/sensors/lvdt/lvdt_theory.cfm)
6. Ill. af domæner:  
[http://cwx.prenhall.com/petrucci/medialib/media\\_portfolio/text\\_images/FG24\\_03.JPG](http://cwx.prenhall.com/petrucci/medialib/media_portfolio/text_images/FG24_03.JPG)
7. Oplysninger om usikkerhed: <http://hjem.get2net.dk/bencar/opamp/opamp3.htm>
8. Datablad for diode 1N4148: <http://www.fairchildsemi.com/ds/1N/1N4148.pdf>

## 12. Apparaturliste

Undersøgelse af induktans afsnit 5.6.3. og Eksperimentel måling af  $\mu_r$  afsnit 5.7.1.

- Dekadomodstand E3494
- Spændingsgenerator E 3881
- Fasemeter SN: 609 21 5
- Multimeter E4955

Undersøgelse af linearitet 5.6.2.

- Spændingsgenerator E 3881
- 4 multimeter E 4433, E 11022, E4955, E 4382

Måling af hysteresekurve 5.7.2.

- Oscilloskop E1762
- Spændingsgenerator AXA E4338
- 3 multimeter E 4433, E 11022, E4955
- 1 kondensator, 470 nF, polyester, 10 %, Philips
- 1 modstand, 680 k $\Omega$ , metalfilm, 5 %, SFR25, Philips
- 1 Effektmotstand, 6,8  $\Omega$ , keramisk, 5 %, SBCHE, Meggitt

Afvigelse på ensretterne 6.4

- Spændingsgenerator E3881
- DC Supply E1884
- Dekadomodstand, 1 E3497
- Dekadomodstand, 2 E3494
- Multimeter, 3 E4326
- Multimeter, 4 E4382

Samlet test af systemet afsnit 7

- DC Supply E 1884
- Generator E 3881
- 2 Multimeter E 4433 og E 11022

## 13. Komponentliste

Element	Komponent	Værdi	Type	Tolerance	Klasse	Type/Lev
Ensretter						
	R1, R2, R3	10 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	R4, R5	20 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	C1	330 nF	Polyester	$\pm 10\%$	63V	370, Philips
	D1, D2	1N4148	Highspeed			Fairchild
	U1, U2, U3	$\mu$ A741	OP-AMP			Texas Instruments
Lavpasfilter						
	R6	10 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	R7	20 k $\Omega$	Trimpot Multiturn	$\pm 10\%$		3296, Bourns
	C2	680 nF	Polyester	$\pm 10\%$	63V	370, Philips
	U4	$\mu$ A741	OP-AMP			Texas Instruments
Summator						
	R15, R16, R17	10 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	R21, R22	10 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	U12, U13	$\mu$ A741	OP-AMP			Texas Instruments
Instrumenterings						
	U9	AMP-02/AD	OP-AMP			Analog Devices
Divider						
	R20	500 $\Omega$	Trimpot Multiturn	$\pm 10\%$		
	R19	9.76 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	R18	31.6 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	U10	$\mu$ A741	OP-AMP			Texas Instruments
	U11	AD-633JN	Analog Multiplier			Analog Devices
Offset						
	R23, R26, R27	10 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 1\%$		MRS25, Philips
	R24	10 k $\Omega$	Metal Film	$\pm 5\%$		SFR25, Philips
	R25	1 k $\Omega$	Trimpot Multiturn	$\pm 10\%$		3296, Bourns
	U14	$\mu$ A741	OP-AMP			Texas Instruments
Øvrigt						
	C3, C4	100 nF	Keramisk			CZ20, Philips

## 14. Symbolliste

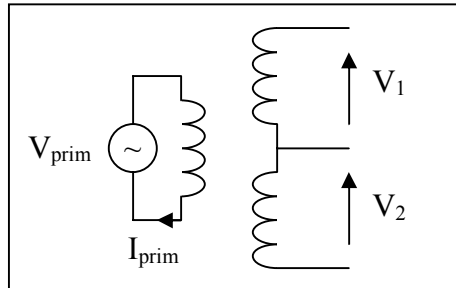
Symbol	Enhed	Betegnelse	Symbol	Enhed	Betegnelse
$\vec{B}$	$T$	Magnetfelt	$\vec{p}$	$A \cdot m^2$	Magnetisk dipolmoment
$\vec{H}$	$A/m$	Magnetisk intensitet	$V$	$m^3$	Volumen
$\vec{M}$	$A/m$	Magnetisering	$A$	$m^2$	Areal
$\vec{m}$	$A \cdot m^2$	Magnetisk moment	$l$	$m$	Længde
$\Phi_B$	$Wb$	Magnetisk flux	$n$	-	Vindingstæthed
$d$	$m$	Diameter	$N$	-	Vindingstal
$I$	$A$	Strøm	$\chi_m$	-	Magnetisk susceptibilitet
$\vec{ds}$	$m$	Infinitesimal vektor	$\varepsilon$	$V$	Elektromotorisk kraft
$\mu_0$	-	Vakuump permeabilitet	$V$	$V$	Spænding (DC)
$\mu_r$	-	Relativ permeabilitet	$v$	$V$	Spænding (AC)
$C$	$F$	Kapacitans	$M$	$H$	Gensidig induktans
$R$	$\Omega$	Modstand	$L$	$H$	Selvinduktans
$\rho$	$\Omega m$	Resistivitet	$t$	$s$	Tid
$Z$	$\Omega$	Impedans	$f$	$Hz$	Frekvens
$A_v$	-	Forstærkning	$\omega$	$rad/s$	Vinkelfrekvens

## 15. Bilag

### 15.1. Måledata fra frekvensundersøgelsen.

Dette bilag indeholder måledataene fra frekvensundersøgelsen af LVDT'en se afsnit 5.6.1.

De i tabel 15-1 brugte størrelse er vist på nedenstående figur 15-1. Oplysninger om det brugte apparatur findes i apparaturlisten.



**Figur 15-1** Diagram over opstillingen i denne undersøgelse.

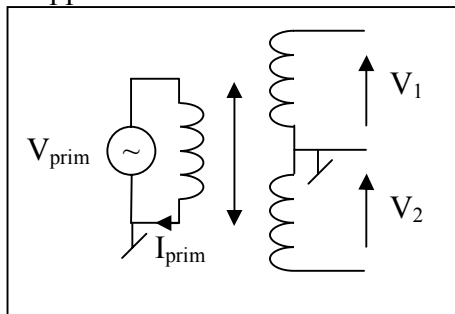
Frekvens Hz	V <sub>prim</sub> V	I <sub>prim</sub> mA	V1 V	V2 V	Forsk. V1 og V2 %
1000	0,999	10,20	0,112	0,112	0,0%
2000	1,001	9,69	0,214	0,213	0,5%
3006	1,008	9,11	0,305	0,302	1,0%
4007	1,003	8,46	0,382	0,375	1,8%
5089	0,982	7,73	0,447	0,439	1,8%
6079	0,950	7,08	0,493	0,485	1,6%
7050	1,050	7,48	0,609	0,597	2,0%
8019	1,004	6,87	0,641	0,631	1,6%
9084	0,948	6,24	0,666	0,659	1,1%
10030	1,002	6,41	0,762	0,755	0,9%
11060	0,999	6,21	0,822	0,818	0,5%
12000	1,003	6,08	0,880	0,881	0,1%
13040	1,000	5,91	0,940	0,945	0,5%
14020	1,005	5,81	1,004	1,015	1,1%
15010	1,000	5,64	1,056	1,087	2,9%
16090	1,008	5,55	1,125	1,171	4,1%
17010	1,014	5,47	1,188	1,242	4,5%
18020	1,017	5,35	1,251	1,319	5,4%
19010	0,999	5,14	1,285	1,367	6,4%
20010	1,016	5,09	1,362	1,463	7,4%
25200	1,023	4,41	1,638	1,881	14,8%
26540	1,010	4,14	1,687	1,970	16,8%
27030	1,018	4,08	1,736	2,028	16,8%
28730	1,007	3,76	1,796	2,145	19,4%
29130	1,014	3,73	1,821	2,196	20,6%
30220	1,009	3,52	1,844	2,280	23,6%
31230	1,002	3,32	1,862	2,356	26,5%
32650	1,011	3,10	1,922	2,507	30,4%
33020	1,039	3,12	1,982	2,607	31,5%
34020	1,007	2,83	1,955	2,630	34,5%
35120	1,021	2,65	2,002	2,771	38,4%
40330	1,013	1,49	2,005	3,319	65,5%
45150	1,007	0,33	1,718	3,919	128,1%

**Tabel 15-1** Måledata fra frekvensundersøgelsen af LVDT'en.

## 15.2. Måledata fra undersøgelsen af LVDT'en

Dette bilag indeholder måledata fra undersøgelsen af LVDT'en linearitet og belastning, afsnit 5.6.3.

Opstillingen og de målte størrelser er vist på figur 15-2. I belastningsundersøgelsen, er hver sekundærspole belastet med den i tabel 15-2 angivne modstand. Oplysninger om det brugte apparatur findes i apparaturlisten.



**Figur 15-2** Diagram over opstillingen ved undersøgelsen af LVDT'ens linearitet. Udover de viste størrelser målttes også frekvensen af  $V_{prim}$ . Den dobbeltsidede pil indikerer kernens forskydning i LVDT'en.

Ferrit pos. mm	Uden belastning (kun voltmeter)			Belastet med 6,7 kohm			Belastet med 1,0 kohm		
	V1 V	V2 V	$(V1-V2)/(V1+V2)$ -	V1 V	V2 V	$(V1-V2)/(V1+V2)$ -	V1 V	V2 V	$(V1-V2)/(V1+V2)$ -
-50	0,082	0,983	-0,846	0,082	0,988	-0,847	0,079	0,939	-0,845
-45	0,083	0,984	-0,844	0,083	0,988	-0,845	0,080	0,945	-0,844
-40	0,086	0,984	-0,839	0,086	0,990	-0,840	0,083	0,947	-0,839
-35	0,092	0,978	-0,828	0,093	0,987	-0,828	0,089	0,942	-0,827
-30	0,110	0,961	-0,795	0,110	0,972	-0,797	0,106	0,930	-0,795
-25	0,150	0,921	-0,720	0,149	0,929	-0,724	0,144	0,889	-0,721
-20	0,210	0,860	-0,607	0,210	0,869	-0,611	0,202	0,832	-0,609
-15	0,278	0,792	-0,480	0,282	0,802	-0,480	0,267	0,759	-0,480
-10	0,362	0,708	-0,323	0,365	0,718	-0,326	0,347	0,683	-0,326
-5	0,449	0,621	-0,161	0,451	0,632	-0,167	0,431	0,601	-0,165
0	0,534	0,534	0,000	0,535	0,534	0,001	0,509	0,507	0,002
5	0,628	0,439	0,177	0,625	0,444	0,169	0,594	0,422	0,169
10	0,715	0,352	0,340	0,709	0,356	0,331	0,674	0,338	0,332
15	0,795	0,272	0,490	0,787	0,275	0,482	0,746	0,261	0,482
20	0,863	0,204	0,618	0,856	0,204	0,615	0,809	0,193	0,615
25	0,920	0,147	0,724	0,913	0,147	0,723	0,860	0,138	0,723
30	0,961	0,107	0,800	0,952	0,107	0,798	0,895	0,101	0,797
35	0,976	0,092	0,828	0,967	0,092	0,826	0,909	0,087	0,825
40	0,981	0,086	0,839	0,971	0,086	0,837	0,932	0,083	0,836
45	0,982	0,083	0,844	0,992	0,085	0,842	0,935	0,081	0,841
50	0,980	0,082	0,846	0,987	0,083	0,845	0,926	0,078	0,845

**Tabel 15-2** Oversigt over måledataene i undersøgelsen af LVDT'ens linearitet. Disse forsøg er udført uden belastning, med en belastning på 6,7 k $\Omega$  og med en belastning på 1,0 k $\Omega$ . Under testen var frekvensen 998 Hz, primærstrømmen

$$I_{prim} = 7,0 \text{ mA og primærspændingen } V_{prim} = 1,257 \text{ V.}$$

### 15.3. Måling af hysteresekurve.

På dette bilag er angivet datablade og måleresultater fra afsnit 5.7. I dette afsnit undersøges kernens permeabilitet, og hysteresekurven for det anvendte materiale måles.

#### PERMAX soft ferrites

Permax No.	51
$\mu_r$ ( $\pm 20$ per cent.)	1000
B (G) at H (Oe)	3.000 at 3
Temp. Factor (20 - 85°C)	10
Curie Temperature $T_c$ (°C)	110
$\rho$ , ( $\Omega$ cm) DC - Resistivity	$10^5$
Max Frequency at $\tan\delta < 0.05$ in MHz	0,8

$$\text{Temperature factor: } \frac{\Delta\mu}{\mu^2 \cdot \Delta T} \times 10^{-6} / ^\circ C$$

**Tabel 15-3** Datablad for den anvendte ferritkerne.

$I_{\text{prim}}$	0,77	$A_{\text{rms}}$
$V_{\text{prim}}$	2,47	$V_{\text{rms}}$
$V_{\text{sek}}$	0,52	$V_{\text{rms}}$

**Tabel 15-5** Amplitudeværdier fra måling af hysteresekurven.

Ydre dia.	32	mm
Indre dia.	21	mm
$R_{\text{midl.}}$	13,25	mm
Højde	7,5	mm
$A_{\text{tvær}}$	$4,125 \cdot 10^{-5}$	$m^2$
N1	173	
N2	383	
Rsp1	2,8	$\Omega$
Rsp2	6,2	$\Omega$

**Tabel 15-4** Data for Rowland ringen der anvendes til måling af hysteresekurven.

$$|\vec{H}(t)| = 305,59 \cdot |v_1(t)|$$

**Ligning 15-1**

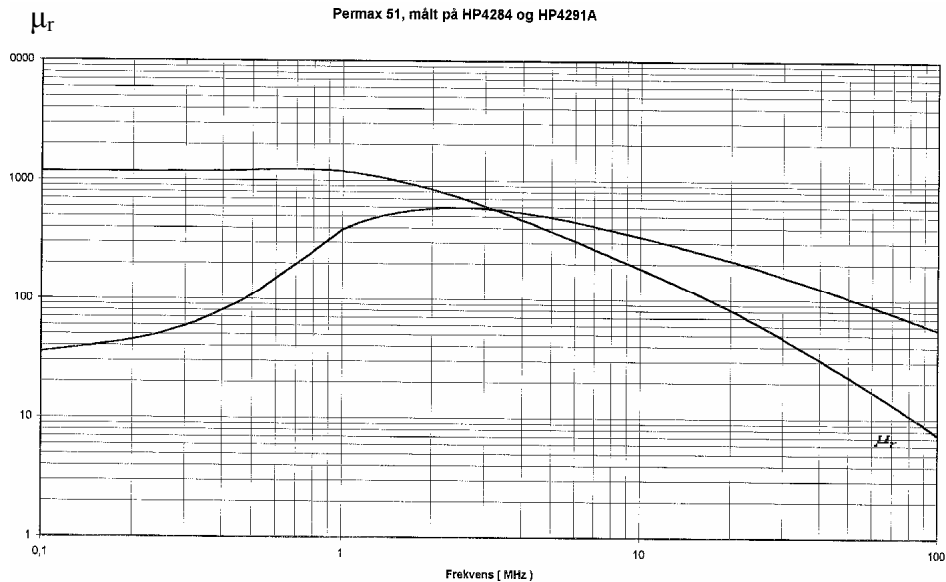
$$|\vec{B}(t)| = 40,46 \cdot |v_c(t)|$$

**Ligning 15-2**

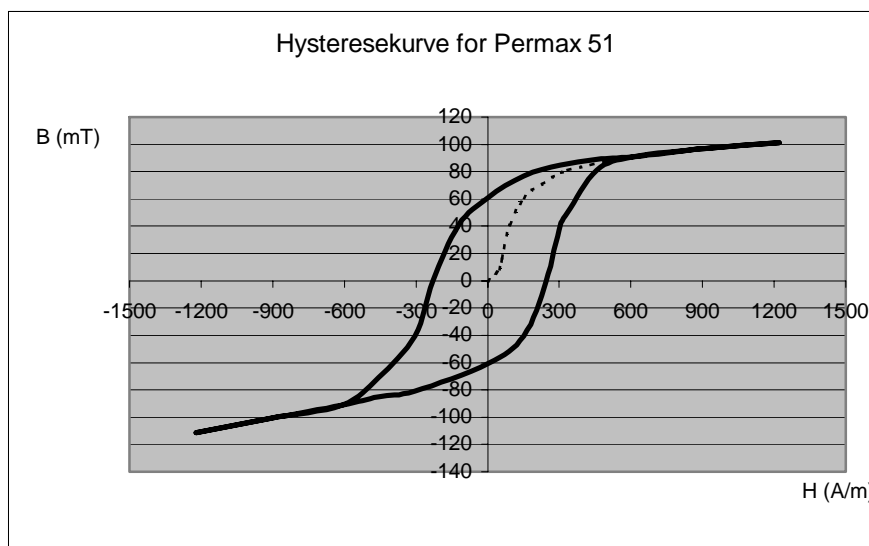
Koefficienter for  $|\vec{H}|$  og  $|\vec{B}|$  som funktion af indgangsspændingerne til oscilloskopet.

### 15.4. Måling af hysteresekurve.

Dette bilag indeholder henholdsvis en graf for kernens permeabilitet som funktion af frekvensen samt den fundne hysteresekurve.



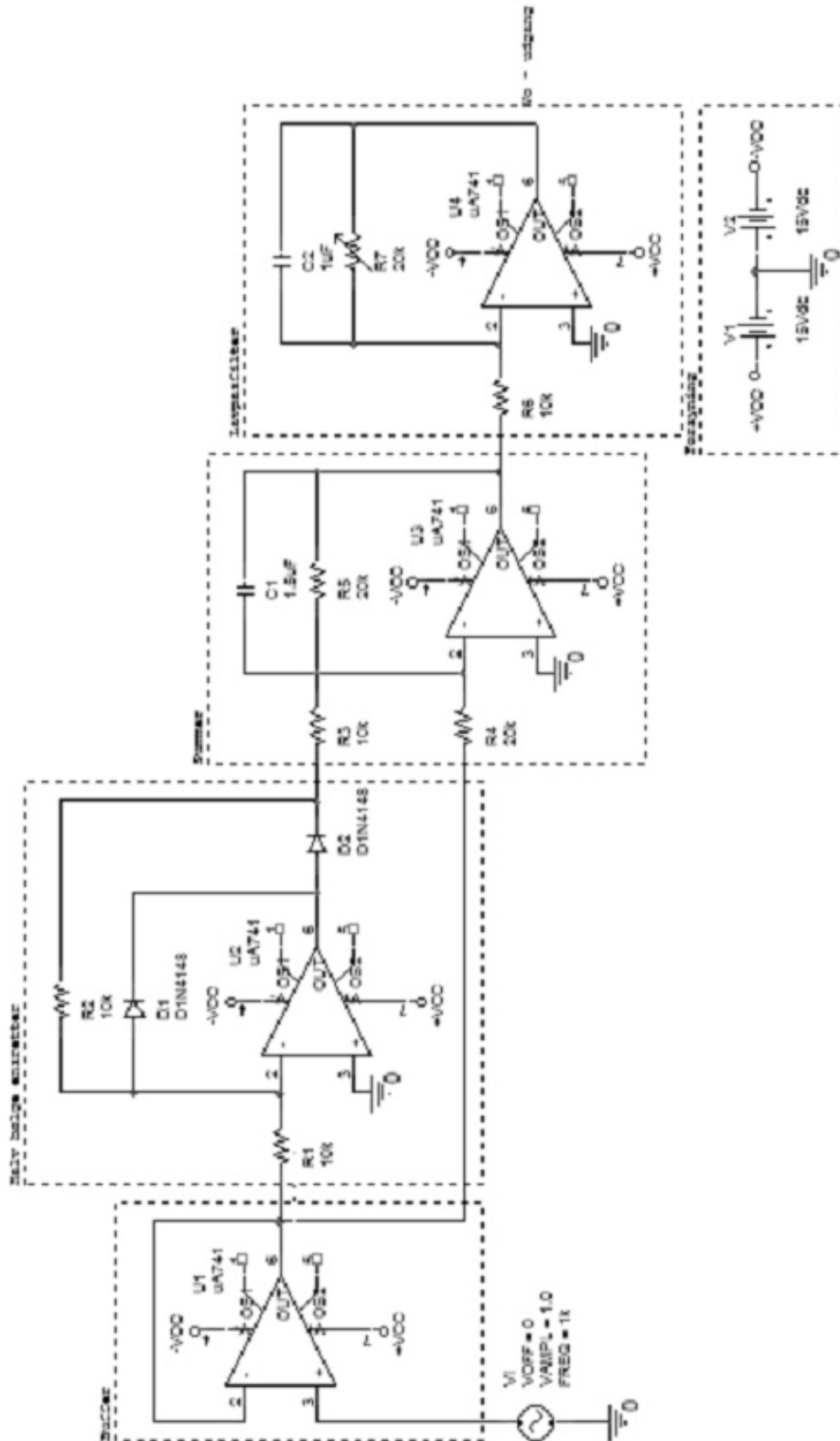
**Figur 15-3** Den relative permeabilitet  $\mu_r$  for Permax 51 som funktion af frekvensen  $f$ .



**Figur 15-4** Hysteresekurve for ferritmaterialet. Den stiplede kurve er et tilnærmet forløb for jomfrukurven.

### 15.5. Diagram over ensretteren

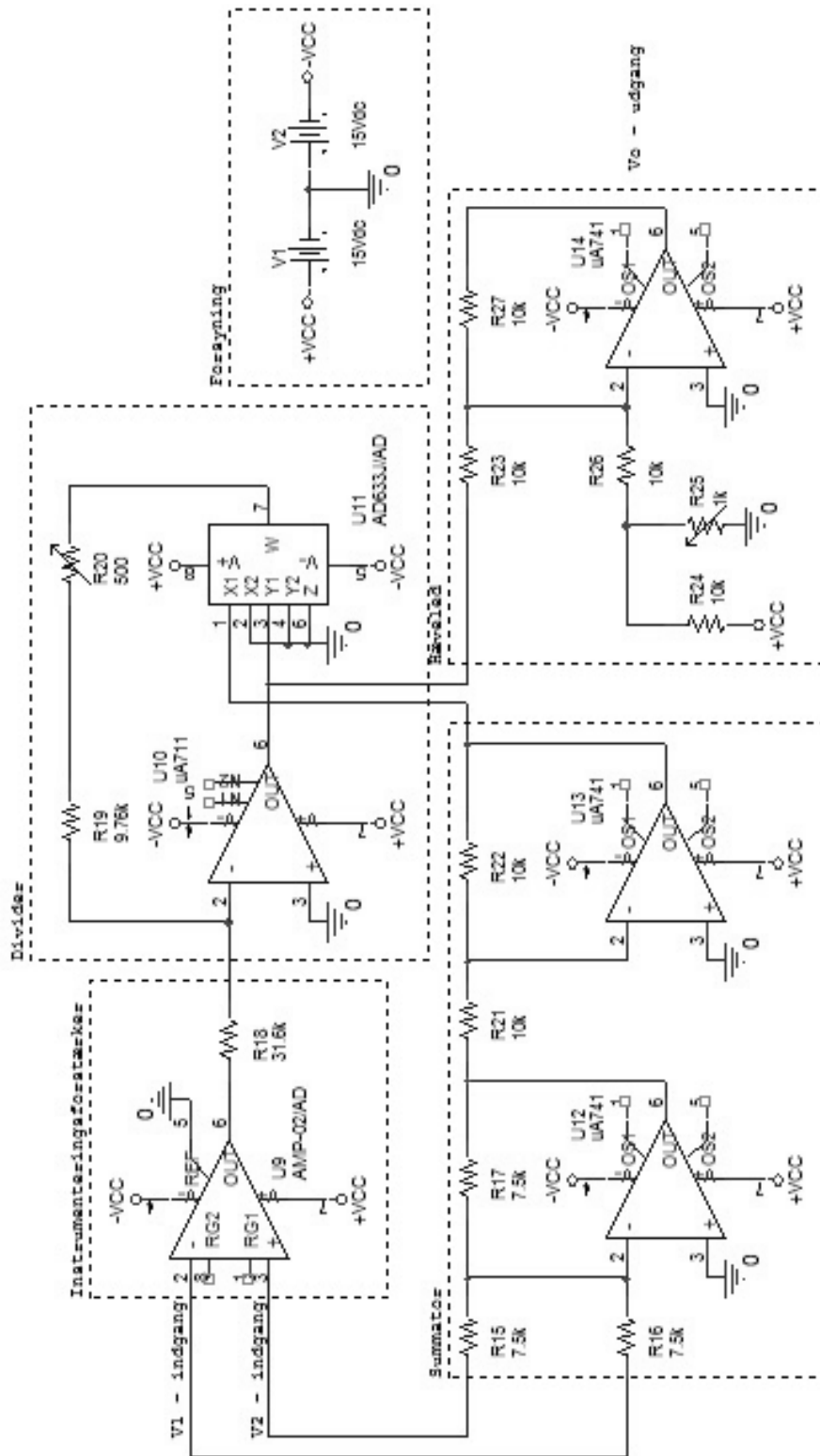
Nedenstående figur viser ensretterkredsløbet bestående af buffer, ensretter samt andenordens lavpasfilter.



Figur 15-5 PSpicediagram over ensretteren.

### 15.6. Diagram over Dividerkredsløbet

Nedenstående figur viser det endelige diagram over dividerkredsløb, indeholdende summator, instrumenteringsforstærker, divider samt offsetjustering.



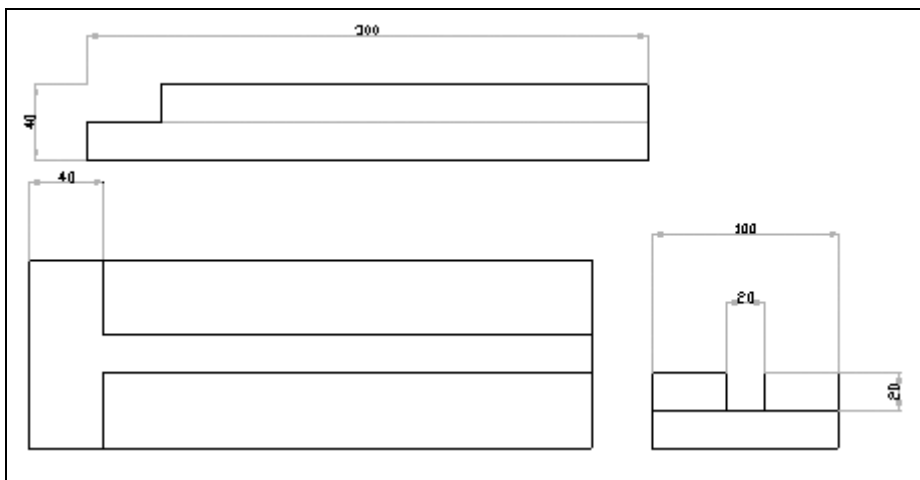
Figur 15-6 PSpice diagram over Dividerkredsløbet.

## 15.7. Konstruktionstegninger over måleopstilling

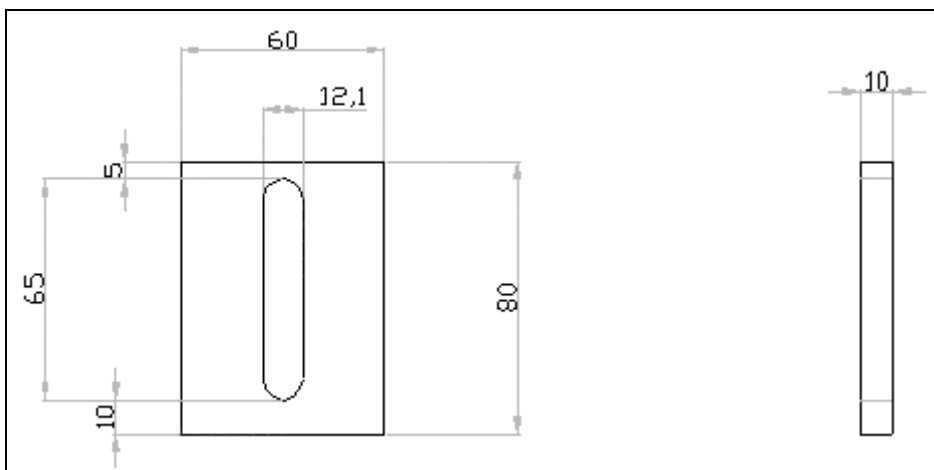
Måleopstillingen, der blev brugt ved udførelsen af testen af det samlede system i afsnit 7, blev designet i et samarbejde mellem de syv projektgrupper. Dette bilag indeholder konstruktionstegningerne til denne måleopstilling. Opstillingen består af fire delelementer:

- 1) En aluminiumsklods, hvori der er udfæret en rille til anbringelse af LVDT'en.
- 2) Et endestykke til montering af en mikrometerskrue.
- 3) En plaststang, der skal monteres som forlængelse mellem mikrometerskruen og LVDT'ens kerne, så kernen kan nå ind til midten af LVDT'en.
- 4) En mikrometerskrue med et måleinterval på 0-25 mm.

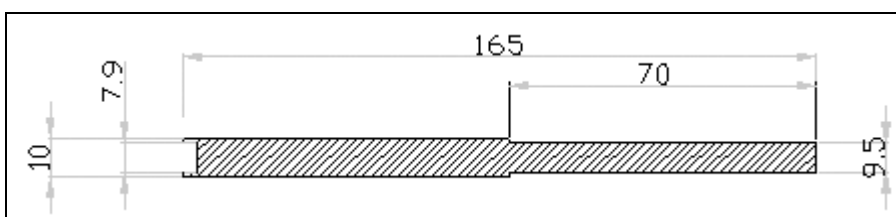
På nedenstående figurer er tegningerne over del 1-3 vist. Alle mål er i millimeter.



**Figur 15-7**  
Konstruktionstegning over delelement 1 af måleopstillingen. Endestykket monteres i fordybningen i venstre side.



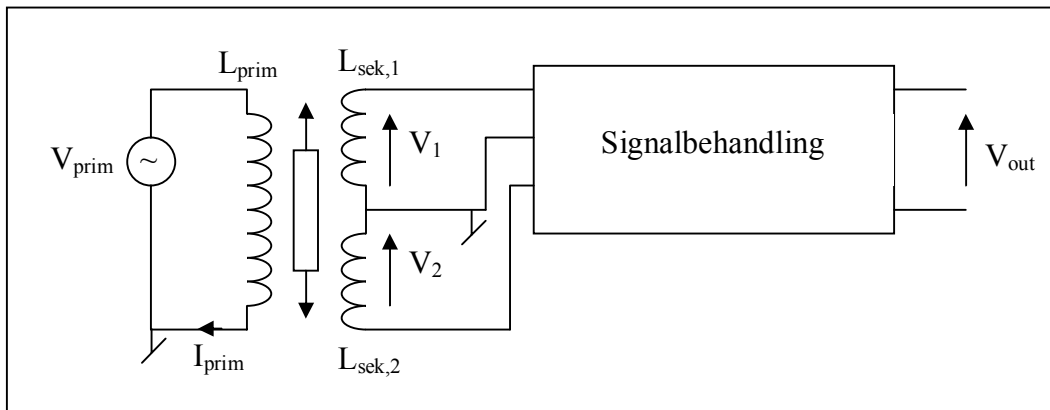
**Figur 15-8**  
Konstruktionstegning over delelement 2 af måleopstillingen. Mikrometerskruen monteres i den viste rille.



**Figur 15-9**  
Konstruktionstegning over delelement 3 af måleopstillingen.

## 15.8. Test af det samlede system

Dette bilag indeholder måledataene fra testen af det samlede system og testen af måleopløsning. Figur 15-10 viser opstillingen i testene, samt de målte størrelser. I testen var frekvensen sat til  $f = 1000 \text{ Hz}$ , primærspændingen blev sat til  $V_{\text{prim}} = 1,125 \text{ V}$ , og primærstrømmen blev målt til  $I_{\text{prim}} = 6,77 \text{ mA}$ . Oplysninger om det brugte apparatur findes i apparaturlisten.



**Figur 15-10** Opstillingen i testen af det samlede system.

I tabel 15-6 er måledata, samt nogle deraf beregnede størrelser vist. De beregnede størrelser er udregnet efter følgende ligninger:

$$V_{\text{out}}(\text{forventet}) = 1,000 \text{ V/cm} \cdot x \quad \text{Ligning 15-3}$$

Hvor  $x$  er kernens forskydning fra nulpunktet.

$$V_{\text{out}}(\text{udregnet}) = 3,16 \cdot \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2} + 1,25 \text{ V} \quad \text{Ligning 15-4}$$

og er således det forventede output fra signalbehandlingen med de givne spændinger fra sekundærspolerne.

Afvigelserne er udregnet som:

$$\text{Afvigelse fra forventet output fra kredsløbet} = \frac{V_{\text{out,udregnet}} - V_{\text{out}}}{V_{\text{out,udregnet}}} \cdot 100\% \quad \text{Ligning 15-5}$$

$$\text{Afvigelse fra forventet } V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{out,forventet}} - V_{\text{out}}}{V_{\text{out,forventet}}} \cdot 100\% \quad \text{Ligning 15-6}$$

$$\text{Afvigelse i forhold til full-scale} = \frac{V_{\text{out,forventet}} - V_{\text{out}}}{V_{\text{out,forventet,full-scale}}} \cdot 100\% = \frac{V_{\text{out,forventet}} - V_{\text{out}}}{2,5 \text{ V}} \cdot 100\%$$

**Ligning 15-7**

Ferrit pos. ifht. teknisk ligevægt mm	$V_{\text{sek1}}$ [V]	$V_{\text{sek2}}$ [V]	$V_{\text{out}}$ (målt) [V]	$V_{\text{out}}$ (forventet) [V]	$V_{\text{out}}$ (udregnet) [V]	Afvigelse (kredsløb) [%]	Afvigelse (fra forventet $V_{\text{out}}$ ) [%]	Afvigelse (ifht. Fullscale) [%]
0,0	0,278	0,654	0,000	0,000	-0,025	100,0%	-	-
0,5	0,285	0,647	0,046	0,050	0,023	103,4%	8,0%	0,2%
1,0	0,292	0,640	0,092	0,100	0,070	31,3%	8,0%	0,3%
1,5	0,299	0,633	0,139	0,150	0,118	18,2%	7,3%	0,4%
2,0	0,306	0,626	0,186	0,200	0,165	12,7%	7,0%	0,6%
2,5	0,313	0,619	0,233	0,250	0,212	9,7%	6,8%	0,7%
3,0	0,320	0,611	0,281	0,300	0,262	7,1%	6,3%	0,8%
3,5	0,328	0,604	0,329	0,350	0,314	4,7%	6,0%	0,8%
4,0	0,335	0,597	0,376	0,400	0,362	4,0%	6,0%	1,0%
4,5	0,342	0,589	0,425	0,450	0,412	3,2%	5,6%	1,0%
5,0	0,350	0,582	0,473	0,500	0,463	2,1%	5,4%	1,1%
5,5	0,357	0,574	0,522	0,550	0,513	1,7%	5,1%	1,1%
6,0	0,365	0,567	0,572	0,600	0,565	1,2%	4,7%	1,1%
6,5	0,372	0,560	0,622	0,650	0,613	1,5%	4,3%	1,1%
7,0	0,380	0,552	0,671	0,700	0,667	0,6%	4,1%	1,2%
7,5	0,387	0,544	0,722	0,750	0,717	0,7%	3,7%	1,1%
8,0	0,395	0,537	0,772	0,800	0,769	0,5%	3,5%	1,1%
8,5	0,402	0,529	0,822	0,850	0,819	0,4%	3,3%	1,1%
9,0	0,410	0,521	0,873	0,900	0,873	0,0%	3,0%	1,1%
9,5	0,417	0,514	0,924	0,950	0,921	0,4%	2,7%	1,0%
10,0	0,425	0,506	0,975	1,000	0,975	0,0%	2,5%	1,0%
10,5	0,433	0,498	1,025	1,050	1,029	0,4%	2,4%	1,0%
11,0	0,440	0,490	1,076	1,100	1,080	0,4%	2,2%	1,0%
11,5	0,448	0,482	1,128	1,150	1,134	0,6%	1,9%	0,9%
12,0	0,456	0,475	1,179	1,200	1,186	0,5%	1,7%	0,8%
12,5	0,464	0,467	1,228	1,250	1,240	1,0%	1,8%	0,9%
13,0	0,471	0,459	1,281	1,300	1,291	0,8%	1,5%	0,8%
13,5	0,479	0,452	1,331	1,350	1,342	0,8%	1,4%	0,8%
14,0	0,487	0,444	1,382	1,400	1,396	1,0%	1,3%	0,7%
14,5	0,494	0,436	1,434	1,450	1,447	0,9%	1,1%	0,6%
15,0	0,502	0,429	1,485	1,500	1,498	0,9%	1,0%	0,6%
15,5	0,510	0,421	1,537	1,550	1,552	1,0%	0,8%	0,5%
16,0	0,517	0,413	1,588	1,600	1,603	1,0%	0,8%	0,5%
16,5	0,525	0,405	1,640	1,650	1,658	1,1%	0,6%	0,4%
17,0	0,533	0,398	1,689	1,700	1,708	1,1%	0,6%	0,4%
17,5	0,540	0,390	1,740	1,750	1,760	1,1%	0,6%	0,4%
18,0	0,548	0,383	1,789	1,800	1,810	1,2%	0,6%	0,4%
18,5	0,555	0,375	1,840	1,850	1,862	1,2%	0,5%	0,4%
19,0	0,563	0,368	1,888	1,900	1,912	1,2%	0,6%	0,5%
19,5	0,570	0,361	1,938	1,950	1,959	1,1%	0,6%	0,5%
20,0	0,578	0,353	1,988	2,000	2,014	1,3%	0,6%	0,5%
20,5	0,585	0,346	2,036	2,050	2,061	1,2%	0,7%	0,6%
21,0	0,593	0,339	2,086	2,100	2,111	1,2%	0,7%	0,6%
21,5	0,600	0,331	2,136	2,150	2,163	1,3%	0,7%	0,6%
22,0	0,608	0,323	2,186	2,200	2,217	1,4%	0,6%	0,6%
22,5	0,615	0,316	2,234	2,250	2,265	1,4%	0,7%	0,6%
23,0	0,622	0,309	2,282	2,300	2,312	1,3%	0,8%	0,7%
23,5	0,630	0,302	2,331	2,350	2,362	1,3%	0,8%	0,8%
24,0	0,637	0,295	2,379	2,400	2,410	1,3%	0,9%	0,8%
24,5	0,644	0,288	2,427	2,450	2,457	1,2%	0,9%	0,9%
25,0	0,651	0,281	2,475	2,500	2,505	1,2%	1,0%	1,0%

Tabel 15-6 Måledata fra testen af det samlede system.

I undersøgelsen af måleopløsningen blev kun  $V_{out}$  målt. Der blev dog brugt samme måleopstilling og instrumenter som i foregående undersøgelse. Se apparaturliste. Måledataene fra denne undersøgelse findes i tabel 15-7 og 15-8 herunder.

Relativ forskydning mm	$V_{out}$ V	Målt forskydning mm
0,00	0,9016	0,000
0,10	0,9117	0,101
0,20	0,9218	0,202
0,30	0,9317	0,301
0,40	0,9419	0,403
0,50	0,9522	0,506
0,60	0,9625	0,609
0,70	0,9727	0,711
0,80	0,9832	0,816
0,90	0,9936	0,920
1,00	1,0046	1,030

**Tabel 15-7** Oversigt over måledata i forsøget, hvor kernen blev forskudt 0,1 mm ad gangen.

Relativ forskydning mm	$V_{out}$ V	Målt forskydning mm
0,00	0,8517	0
0,01	0,8525	0,08
0,02	0,8532	0,15
0,03	0,8542	0,25
0,04	0,8552	0,35
0,05	0,8560	0,43
0,06	0,8568	0,51
0,07	0,8575	0,58
0,08	0,8584	0,67
0,09	0,8593	0,76
0,10	0,8603	0,86
0,11	0,8612	0,95
0,12	0,8623	1,06
0,13	0,8632	1,15
0,14	0,8642	1,25
0,15	0,8652	1,35
0,16	0,8660	1,43
0,17	0,8671	1,54
0,18	0,8683	1,66
0,19	0,8693	1,76
0,20	0,8703	1,86

**Tabel 15-8** Oversigt over måledata i forsøget, hvor kernen blev forskudt 0,01 mm ad gangen.