

# Generatorstyring



SEKTOR FOR INFORMATIONS - OG ELEKTROTEKNOLOGI  
INGENIØRHØJSKOLEN ODENSE TEKNIKUM  
PROJEKTRAPPORT FOR 4. SEMESTER  
STÆRKSTRØM

EFTERÅRSSEMESTER 2003  
KURSUSKODE E-RED1  
STAMHOLD 4EP  
GRUPPE A

PROJEKTPERIODE  
FRA DEN 01-09-2003 TIL DEN 16-12-2003

UDARBEJDET AF:

JESPER L. HANSEN	STD.NR. 13751
MARTIN H. LARSEN	STD.NR. 13379
HENRIK L. POULSEN	STD.NR. 13292
SØREN B. KVORNING	STD.NR. 13060
FLEMMING BERTELSEN	STD.NR. 13268
DANIEL SIGURBJÖRNSSON	STD.NR. 13924

VEJLEDER:  
MIKAEL ØSTERGAARD JENSEN

## Synopsis

Det er ønsket at få udviklet et system, der kan styre, regulere og overvåge en generator, således at denne er i stand til at køre i  $\emptyset$ -drift, køre parallelt med en anden generator samt blive koblet sammen med et ”stift” net.

Til løsning af disse problemstillinger er der i rapporten redegjort for teori og de til formålet nødvendige formler for generator og drivmaskine samt for den elektronik, der skal bruges i udarbejdelsen af den ønskede styring.

Med det udviklede elektronik og programmet til den anvendte digitale signal processor er det muligt at regulere generatoranlægget i  $\emptyset$ -drift og sammen med et ”stift” net.

## Forord

Rapporten er fremstillet af studerende ved Sektor for Informations – og Elektroteknologi på Ingeniørhøjskolen Odense Teknikum. Den henvender sig til personer med et fagligt niveau svarende til E-studerende på 4. semester.

Rapporten indeholder relevante aspekter i udviklingsfasen af en generatorstyring. Ved projektets afslutning er der fremstillet en styring, der muliggør, at generatoren kan køre i  $\emptyset$ -drift og indkobles på nettet.

I rapporten er delene til konstruering af en generatorstyring dokumenteret. Dette gælder forsyning af effektelektronik, selve effektelektronikken, programmering af DSP samt simulering af systemet. Derudover er der gået i dybden med teori omkring DC motor og generator.

Rapporten er skrevet således, at hvert afsnit indeholder en indledning, hvor idéer og formål med afsnittet er skrevet, en ”hoveddel” der går i dybden med teori og beregninger samt en konklusion, der opsummerer vigtige aspekter i afsnittet. For at gøre læsningen af rapporten så flydende som mulig er der dog i selve hovedteksten ikke lavet mange udledninger af formler eller vist beregninger. Er læseren interesseret i en udledning af en given formel eller en bestemt beregning, er dette muligt, da der bagerst i rapporten er placeret appendiks, der uddyber formler, beregninger og diverse forsøgsopstillinger. Der er naturligvis henvist til appendiks i hovedteksten, hvor det er skønnet belejligt for læseren at gå i dybden med det skrevne.

Til denne rapport er der vedlagt en CD-rom med relevant materiale, som er brugt i udarbejdelsen af denne rapport. En oversigt af, hvad der forefindes på denne CD-rom, er placeret bagerst i rapporten.

Fra gruppens side skal der lyde en tak til vejleder Mikael Ø. Jensen, lektor Kurt B. Jessen, lektor Mogens Carlsen, lektor John Hansen og civilingeniør Lasse Grønbech.

## Indholdsfortegnelse

<b>1</b>	<b>Indledning</b>	<b>1</b>
1.1	Problemanalyse	1
1.2	Målformulering	1
1.3	Kravspecifikation	1
1.4	Projektafgrænsning	3
<b>2</b>	<b>Spændingsforsyning</b>	<b>4</b>
2.1	Transformeren	4
<b>3</b>	<b>Ensretterkredsløb</b>	<b>4</b>
3.1	Thyristorkredsløb	5
3.2	Diodekredsløb	5
3.3	Beregning af spændinger	6
3.4	Kondensator	7
<b>4</b>	<b>Styring af servomotorer</b>	<b>9</b>
4.1	Konvertertyper	9
4.2	H-broen	10
4.3	Bipolar / Unipolar junction	10
<b>5</b>	<b>Styring af konverteren</b>	<b>11</b>
5.1	Galvanisk adskillelse	11
5.2	Forstærkere	12
5.3	Mosfet driver	12
5.4	Spændingsregulatorer	13
5.5	Test og fejlfinding	13
<b>6</b>	<b>DC drivmotor</b>	<b>15</b>
6.1	Modellering af DC motor	15
<b>7</b>	<b>DC servomotorer</b>	<b>18</b>
7.1	Modellering af servomotorene	18
<b>8</b>	<b>Synkrogeneratoren</b>	<b>19</b>
8.1	Modellering af synkrogeneratoren	20
<b>9</b>	<b>Indkobling og driftmetoder af generatoren</b>	<b>22</b>
9.1	Ø-drift	22

9.2	Parallel drift	22
9.3	Indkobling på nettet	23
<b>10</b>	<b>Simulering af reguleringsystem</b>	<b>24</b>
10.1	Simulering i Matlab	24
<b>11</b>	<b>Transducer</b>	<b>26</b>
<b>12</b>	<b>DSP</b>	<b>27</b>
12.1	Test af finreguleringsløjfen	34
<b>13</b>	<b>Diskussion</b>	<b>35</b>
<b>14</b>	<b>Konklusion</b>	<b>36</b>
<b>15</b>	<b>Perspektivering</b>	<b>37</b>
<b>16</b>	<b>Symbolliste</b>	<b>38</b>
<b>17</b>	<b>Litteraturliste</b>	<b>41</b>
<b>18</b>	<b>Tidsplan</b>	<b>42</b>
<b>19</b>	<b>Appendiks</b>	<b>43</b>
19.1	A -Kontrol af ensretter	43
19.2	B -Bipolar kontra unipolar junction	45
19.3	C -Forstærker	46
19.4	D -Optokobler	47
19.5	E -Elektronik diagrammer	48
19.6	F -DC motor	49
19.7	G -DC drivmotorens konstanter	52
19.8	H -Synkrogeneratoren	58
19.9	I -Synkrogeneratorens synkronreaktans	63
19.10	J -Synkronoskop	65
19.11	K -Måleenheder	66
19.12	L -Potentiometer for finregulering	68
19.13	M -Sekvensdiagram	70
<b>20</b>	<b>CD -rom indholdsfortegnelse</b>	<b>71</b>
<b>21</b>	<b>Projektoplæg</b>	<b>72</b>

# 1 Indledning

## 1.1 Problemanalyse

Dette projekt omhandler et komplet generatoranlæg. Det vil sige styring, regulering samt overvågning (SRO) af anlægget. Anlægget skal bestå af to compoundmotorer og to generatorer. Det skal være muligt at køre paralleldrif af de to generatorer eller en af gangen, ved henholdsvis  $\emptyset$ -drift eller ved en kobling til det eksisterende el-forsyningsnet. Compoundmotorerne skal fungere som primær drivkraft til den enkelte generator, hvilket vil sige, at generatorernes frekvens afhænger af compoundmotorernes hastighed, mens spændingsamplituderne kontrolleres med magnetiseringsspændingernes størrelser.

I et belastningsområde mellem tomgang og fuldlast ( $P_0$ - $P_{\max}$ ) skal anlægget ved  $\emptyset$ - og paralleldrif kunne levere en konstant spænding og frekvens. Ved en kobling til et stift net skal anlægget kunne levere maksimal effekt, aktiv som reaktiv. Der skal tages højde for, at belastningen ved paralleldrif skal fordeles jævnt.

Til styring af ovennævnte skal der opbygges en styring baseret på en digital signalprocessor (DSP). Processoren skal opsamle og behandle måledata. Reguleringen af spænding og frekvens sker på baggrund af behandlede måledata i form af output til DC servomotorer, der via potentiometre regulerer henholdsvis magnetiseringsspænding og ankerstrøm på compoundmotorerne. Forsyningen til styrekredsen skal bestå af en trefaset transformer, som efterfølgende skal ensrettes. Effektkredsløbet i reguleringsdelen skal designes og dimensioneres.

Der bør endvidere blive set på, hvilken type beskyttelse der er nødvendig for at sikre en forsvarlig drift af et komplet generatoranlæg.

Der ønskes desuden udført en simulering af anlægget i programmet Matlab/Simulink.

For en visuel oversigt over anlægget henvises til Figur 1.

## 1.2 Målformulering

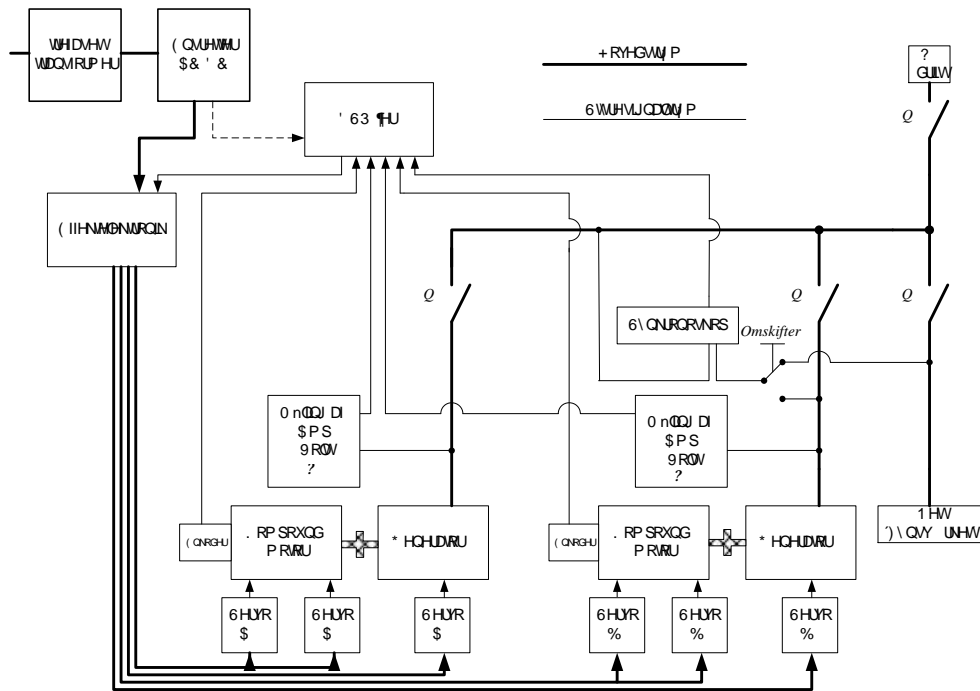
Formålet med projektet er at udføre og forstå aspekter ved opbygning, simulering og indkøring af et generatoranlæg i de tre nævnte tilstande. I det komplette anlæg kommer desuden forståelse for anvendelse af effektelektronik til motorstyring. Parallelt ønskes der at opnå viden om eventuelle problemstillinger ved spændingstransformering og ensretning af et trefaset net. Det er derfor nødvendigt at anvende relevant teori fra de foregående semesterkurser samt kurserne fra 4. semester. Dette vil naturligvis danne grundlag for bedre forståelse for de enkelte fag.

## 1.3 Kravspecifikation

Projektet er delt op i fem hovedafsnit:

- ? Målinger og målekredse
- ? Ensretning af trefaset vekselstrøm
- ? Effektelektronik
- ? DSP
- ? Driftsegenskaber for motor og generator, herunder også dimensionering af beskyttelsesudstyr.

## ? Simulering



Figur 1: Oversigtstegning af det komplette system med to generatoranlæg.

Ved projektets afslutning forventes det at kunne levere en færdig testopstilling med følgende specifikationer.

### Målinger og målekredse:

Målekredse skal være opbygget for at udlæse de nødvendige værdier i korrekt form til DSP'en. Måling af strøm og spænding på generatorens udgangsklemmer vil blive målt ved hjælp af en strøm - og en spændingstransducer. Desuden skal målekredsen sikre, at der er galvanisk adskillelse imellem hovedstrøm og styrestrøm. Da der forudsættes symmetrisk belastning vil der kun blive målt på én fase. Udgangssignalet fra transducerne skal være inden for A/D-konverterens referencespændinger, altså - 2 V til 2 V.

### Ensretning af trefaset vekselstrøm:

Ensretningen af den trefasede vekselstrøm er en nødvendighed for driften af servomotorene. Der skal leveres en spænding på 24 VDC med en rippel på maksimalt 10 %. Kredsløbet skal dimensioneres til et passende effektniveau, svarende til effektelektronikkens forbrug.

### Effektelektronik:

Effektelektronikken skal være i stand til at styre servomotorene til regulering af hastigheden på compoundmotor samt reguleringen af magnetiseringsstrømmen på generatoren. Der stilles krav til galvanisk adskillelse imellem DSP og den analoge kreds.

### DSP:

DSP'en skal være i stand til at opsamle og behandle alle nødvendige data samt stå for den overordnede styring af anlægget. Efter valg af driftsform vil styringen fungere fuldautomatisk, kun et ønsket driftsstop eller skift af driftsform vil kræve en manuel betjening. Under en given driftsform vil det være muligt at skifte til en anden driftsform uden, at systemet på noget

tidspunkt skal standses. Selve indreguleringen af generatoren eller skift af driftsform kan foretages inden for ét minut.

#### **Driftsegenskaber for motor og generator:**

Ved udvikling af generatoranlæg er der to vigtige aspekter, der skal overholdes. Det første er leveringssikkerhed, det andet er spændingskvalitet.

I dette tilfælde er leveringssikkerhed et meget hypotetisk emne at behandle, eftersom generatoranlægget næppe vil komme til at fungere i en egentlig kontinuerlig drift.

Det er derfor bestemt udelukkende at fokusere på problemstillingerne vedrørende spændingskvalitet. Der er valgt tre punkter i punkt 4 i DEFU's Rekommandation<sup>1</sup>.

Konkret betyder det, at der til generatoranlægget tilstræbes følgende: netfrekvensen er 50 Hz  $\pm 1$  %, og leveringsspændingen er  $U_N + 6$  % -  $\div$  10 %. Det er også et krav, at anlægget kan reagere så hurtigt, at kortvarige spændingsændringer ikke vil få  $U_N$  til at falde til under 85 %. Det er ligeledes et krav, at systemet i  $\emptyset$  - og paralleldrif automatisk vil være i stand til at opretholde konstant spænding og frekvens. Ved drift på net skal generatoren levere maksimal effekt.

#### **Simulering:**

Der ønskes en fuldstændig simulering af generatoranlægget.

### **1.4 Projektafgrænsning**

Hovedpunkterne i kravspecifikationen har i starten hver især dannet grundlag for løsningsmodeller og givet anledning til afgrænsning.

Det er målet at levere en styring, der sammen med nødvendige kredse er i stand til at varetage regulering af én generator, som kan anvendes i driftsformerne:  $\emptyset$ -drift og generering til "stift net". Styringen er færdiggjort i en sådan grad, at den i de to prioriterede driftsformer overholder de i kravspecifikationen stillede krav.

Det er valgt at nedprioritere paralleldrif situationen. Dette gøres til dels på baggrund af, at en sådan situation vil kræve to DSP'er i samspil. Det forudses at være en meget tidskrævende opgave, og derfor er det nedprioriteret til fordel for singular drift.

Dimensioneringen af beskyttelsesudstyr til anlægget vil blive reduceret til en minimal forsvarlig udførelse med den begrundelse, at skal der opstilles de helt korrekte beskyttelsesmetoder for anlægget, vil det kræve dybdegående undersøgelser af blandt andet koblingsudstyr med mere.

De stillede krav til spænding og frekvens er blot tre af 10 underpunkter i punkt 4 (Anbefalinger) i DEFU's Rekommandation. Det er selvfølgelig en ret hård afgrænsning, men ved gennemlæsning af punkterne står det klart, at det vil være omfattende at udføre de kontrolmålinger og beregninger, der skal ligge til grund for, at de resterende punkter er opfyldt.

I tilfælde af overskydende tid ved projektets afslutning er paralleldrif, dimensionering af beskyttelsesudstyr samt en undersøgelse af de resterende punkter i DEFU's Rekommandation mulige opprioriteringer.

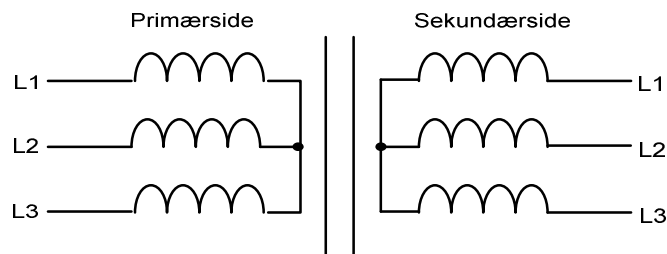
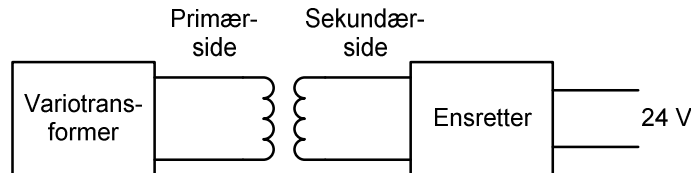
---

<sup>1</sup> Se litt. liste bog 24

## 2 Spændingsforsyning

### Indledning:

For at kunne levere den nødvendige spænding til effektkredsløbet, konstrueres en ensretter. Jævnspændingen skal være på 24 V ifølge kravspecifikationen. Til frembringelse af denne spænding skal der benyttes en transformer og et ensretterkredsløb. Primærsiden af transformeren skal forsynes af en variotransformer, der leverer en trefaset vekselspænding, og spændingen på sekundærsiden af transformeren ensrettes. Figur 2 viser et oversigtsbillede af problemstillingen



$$n ? \frac{U_{\text{sekundær}}}{U_{\text{primær}}} \quad (2-1)$$

Figur 3: Den valgte transformerkobling.

Transformerens mærkeplade har følgende data:

$U_{\text{primær}} = 3 \times 380 \text{ V}$  og  $2,6 \text{ A}$ ,  $U_{\text{sekundær}} = 3 \times 110 \text{ V}$  og  $4,5 \text{ A}$ . Men da der er to sæt  $3 \times 110 \text{ V}$  udtag, der bliver koblet i serie, bliver omsætningsforholdet:  $n ? \frac{220 \text{ V}}{380 \text{ V}} ? 0,5789$ .

Der er dog lavet forsøg med den valgte transformer, hvor det viser sig, at omsætningsforholdet er 0,56, se CD-rom (3-faset transformerrapport). Det er derfor denne værdi, som vil blive brugt i diverse beregninger.

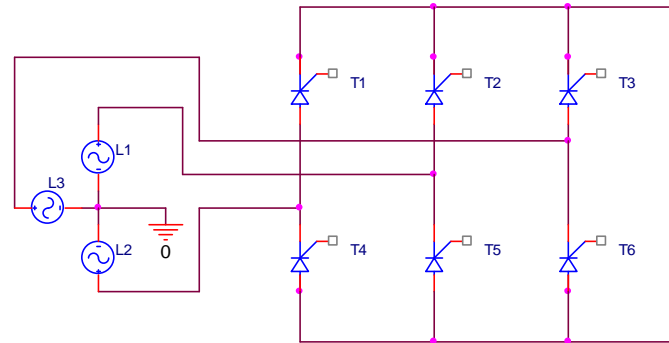
## 3 Ensretterkredsløb

Der er flere måder at lave et ensretterkredsløb på. Der kan anvendes dioder eller thyristorer. Begge ideer er overvejet, og der vil her være en beskrivelse af thyristor- og diodekobling. Fordele og ulemper ved de to koblinger vil blive nævnt.

### 3.1 Thyristorkredsløb

Når thyristorer benyttes til et ensretterkredsløb, kan der opbygges et såkaldt fuldstyret trefaset dobbelt ensretterkredsløb. Dette kredsløb kan ses på Figur 4.

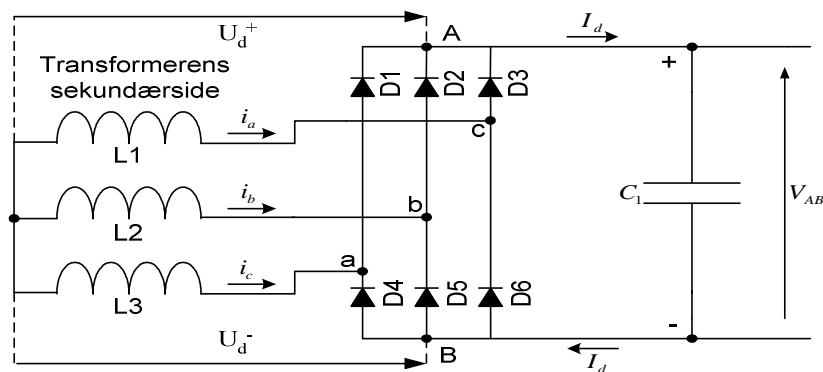
Når der kommer et styreimpuls på gate-terminalen, vil thyristoren lede, hvis spændingen på anoden er større end på katoden. Da her er tale om trefaset vekselspænding, vil spændingen på katoden blive højere end på anoden i  $2/3$  af en periode, hvilket betyder, at den enkelte thyristor er forspændt i spærreretningen i dette tidsrum. For at lede igen skal der så komme en ny styreimpuls på gaten, og igen skal spændingen på anoden være højere end på katoden. Fordelen ved en thyristorkobling frem for en diodekobling er, at det er muligt at styre impulserne og dermed bestemme, om den skal lede eller ej, derved opnås en mulighed for variabel udgangsspænding. Ulempen er, at der skal være et ekstra styrekredsløb til styreimpulserne. Styreimpulserne og styringen af disse er hovedårsagen til, at der er valgt en diodekobling.



Figur 4: Diagram over thyristorstyret ensretter.

### 3.2 Diodekredsløb

Det er valgt at benytte en trefaset brokobling, også kaldet fuldbro diodeensretter. Den består af seks ens dioder og en kondensator til at udglatte den rippelspænding, der fremkommer ved ensretningen. Denne kobling er valgt, da den er simpel og ønsket er en konstant spænding.



Figur 5: Den valgte diodekobling.

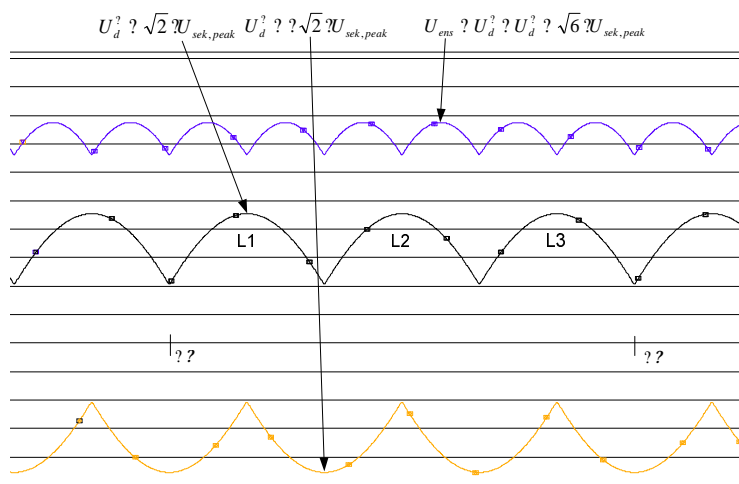
Figur 5 viser et diagram af en trefaset ensretter med forsyning fra transformerens sekundærside.

Når diode D1 har større potentiale på dens anode end på dens katode, vil dioden lede, og dermed er dioderne D2 og D3 forspændt i spærreretning og ikke ledende. Samme princip gælder, når diode D2 eller diode D3 har større potentiale på anoden end på katoden. Spændingerne  $U_d^+$  og  $U_d^-$ , som er illustreret på Figur 6, vil være henholdsvis positiv og negativ spænding mellem broens to "ben". De to spændingers peakværdier vil være lig med

$\sqrt{2} \cdot U_{sek, fase}^2$ . Disse to spændinger vil derudover, når  $U_d^-$  trækkes fra  $U_d^+$ , danne en spænding, der i peakværdi er lig med  $\sqrt{6} \cdot U_{sek, fase}^2$ . Denne spænding kan ses på Figur 6. Da det som skrevet er ønsket 24 V jævnspænding, er det nu interessant at finde middelværdien af  $\sqrt{6} \cdot U_{sek, fase}$ . Hvis der kigges på det tidsinterval, som det varer, indtil de tre faser hver især har haft en periode på Figur 6, vil det vise sig, at dette interval tager tiden  $2p$ . I dette interval er der seks toppe på kurven for  $U_{ens}$ , så den samlede ensrettede spænding kan bestemmes ved

$$U_{ens} = \frac{6 \cdot \sqrt{6}}{2} \cdot U_{sek, fase} = 2,34 \cdot U_{sek, fase}^3 \quad (3-1)$$

Når der skal dimensioneres transformerens primær - og sekundærspændinger, vil ovenstående formel kunne benyttes. De valgte dioder er af typen 1N5404, da disse kan tåle en spænding på 400 V og samtidig kan lede op til 3 A, se CD-rom. Dette skulle være rigeligt, da der efter vurdering af belastningen, som ensretterkredsløbet skal forsyne, højest vil løbe en strøm på 1,2 A. Sammenlagt vil startstrømmen hos motorerne være under 2,5 A jævnfør datablade, så dette regnes ikke for noget problem. Ifølge datablad vil disse dioder, når de skal lede en strøm på 1,2 A, have et spændingsfald på 0,9 V. Dette spændingsfald skal bruges, når den primære spænding skal regnes ud.



Figur 6: De ensrettede spændinger  $U_d^+$  og  $U_d^-$  samt spændingen  $U_{ens}$ .

### 3.3 Beregning af spændinger

Det er nu muligt at udregne spændingen på sekundærsiden af transformeren og dermed også på primærsiden. Den benyttede ensretter danner en jævnspænding, der kan beregnes ved hjælp af formlen:  $U_{ens} = 2,34 \cdot U_{sek, fase}$  se afsnit 3.2.

$U_{ens}$  er kendetegnet ved de 24 V. Spændingsfaldet over de benyttede dioder skal lægges til  $U_{ens}$ . Det ønskes at finde RMS værdien af sekundærspændingen ( $U_{sek, RMS, fase}$ ) på

$$\text{transformeren: } U_{sek, RMS, fase} = \frac{25,8}{2,34} = 11,03V \quad U_{sek, peak, fase} = 15,59V \quad (3-2)$$

Da der ønskes linjespændinger, fås nu, at  $U_{sek, RMS, linje} = \sqrt{3} \cdot 11,03 = 19,10V$ . Som skrevet er omsætningsforholdet  $n$  for transformeren 0,56, hvilket betyder:

$$U_{pri, RMS, linje} = \frac{U_{sek, RMS, linje}}{n} = \frac{19,10}{0,56} = 34,10V \quad (3-3)$$

Hvis det benyttede ensretterkredsløb skal levere 24 VDC, skal variotransformeren indstilles på en linjespænding på 34,10 VAC.

<sup>2</sup> Se litt. liste bog 21 side 40

<sup>3</sup> Se litt. liste bog 21 side 41

### 3.4 Kondensator

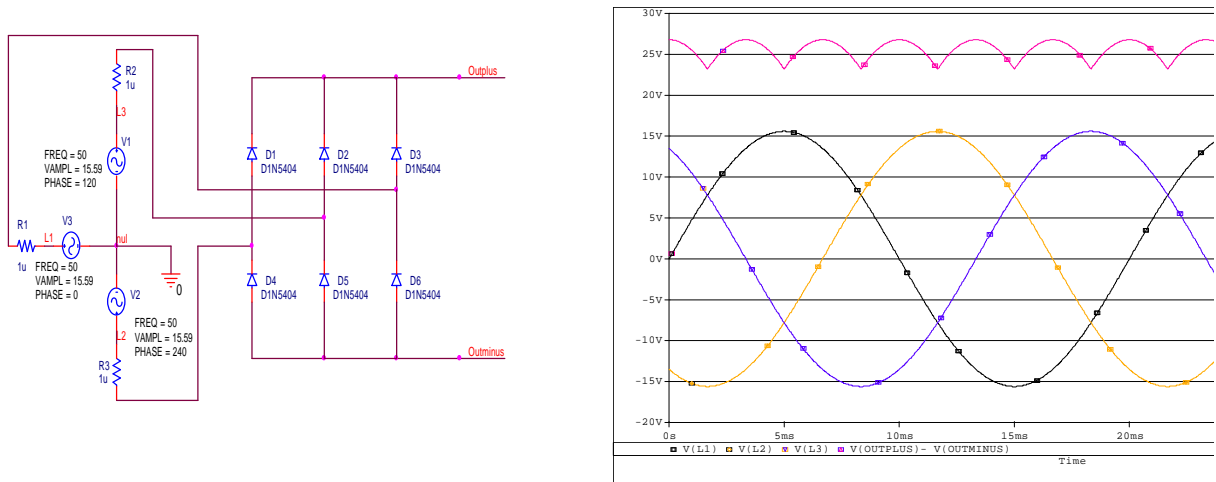
Ved brug af fuldbro-ensretteren vil der fremkomme en rippelspænding, der i % er udtrykt ved:

$$U_{\text{ripple, \%}} \approx \left(1 - \cos \frac{180^\circ}{p}\right) \cdot 100\% \quad (3-4)$$

Da p repræsenterer antal pulser per periode, og p er lig  $180^\circ$  for en fuldbro-ensretter, vil rippelen blive:  $U_{\text{ripple, \%}} \approx \left(1 - \cos \frac{180^\circ}{6}\right) \cdot 100\% \approx 13,4\%$ . Dette betyder, at størrelsen af rippelen på den ensrettede spænding, har værdien:

$$U_{\text{ripple, sek}} \approx U_{\text{sek, peak, linje}} \cdot U_{\text{ripple, \%}} \approx \sqrt{2} \cdot 19,10 \cdot 13,4\% \approx 3,62V \quad (3-5)$$

For at eftervise denne ripple, er der konstrueret et ensretterkredsløb i programmet P-Spice. Kredsløbet og diagrammet med de tre sekundærspændinger og deres ripple efter ensretningen kan ses på nedenstående figurer:



**Figur 7:** Til venstre ses det benyttede kredsløb ved simulering. Modstanden R4 og induktansen L1 repræsenterer den belastning, som ensretteren skal levere spænding og strøm til. Modstandene på  $1 \mu\Omega$  foran spændingskilderne er indsat, da programmet P-Spice ellers ikke kan simulere et trefaset kredsløb. Til højre ses de simulerede spændinger.

Rippelen i simuleringen er tæt på de beregnede 3,62 V. Dette er for stor en ripple, og da kravspecifikation lyder på maksimalt 10 % ripple, vælges det at indsætte en kondensator i kredsløbet. Det er nu ønsket at finde en størrelse for denne kondensator. Det vurderes ud fra optagne strømme i motorerne og ud fra strømmene i effektkredsløbene, at der maksimalt vil blive optaget 1,2 A Nu kan belastningen  $R_L$  findes:

$$R_L \approx \frac{U_{\text{sek, peak, linje}}}{I_{\text{anslået}}} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot 19,10}{1,2} \approx 22,51 \Omega \quad (3-6)$$

Det er valgt, at rippelen maksimalt må være 7,5 %. Dette er lig 1,8 V. Ved at benytte Figur 8<sup>5</sup> ses det, at produktet  $R_L \cdot C_1$  har værdien 9 ved en ripple på 7,5 %. Dette betyder, at størrelsen af kondensatoren  $C_1$  skal have værdien:

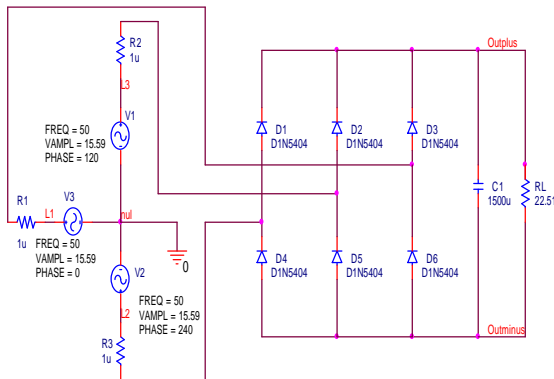
$$R_L \cdot C_1 \approx 9 \Rightarrow C_1 \approx \frac{9}{2 \cdot 50 \cdot 22,51} \approx 1,27mF \quad (3-7)$$

<sup>4</sup> Se litt. liste bog 7 side 214.

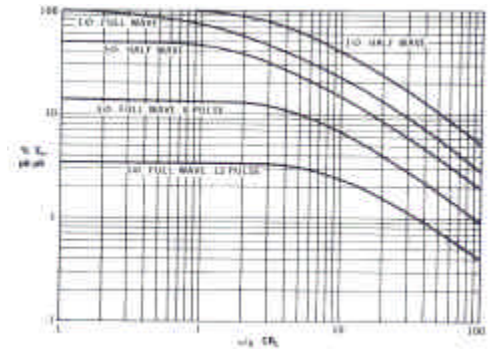
<sup>5</sup> Se litt. liste bog 7 side 231.

I praksis benyttes en kondensator på 1,5 mF. Der laves nu en ny simulering i P-Spice og hvor værdien for beregnet belastning og benyttet kondensator bruges. Kredsløb og diagram ses på Figur 9:

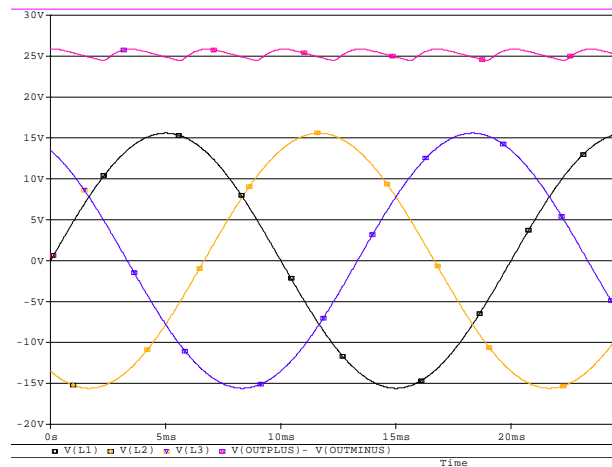
På Figur 9 ses det, at der er fremkommet en rippelspænding, der er under 1,8 V. Dette betyder, at den indsatte kondensator har den ønskede virkning. Dog kan det ses, at spændingen vil ligge lidt over de ønskede 24 V.



**Figur 9:** Til venstre ses det simulerede kredsløb med den anvendte kondensator. Til højre ses de simulerede spændinger.



**Figur 8:** Grafen viser procent ripple i forhold til produktet  $?R_L ?C_1$



For at verificere det beregnede og det simulerede er der foretaget et laboratorieforsøg, der skal dokumentere, at rippelspændingen rent faktisk er under 1,8 V. Forsøget er foretaget med et digitalt oscilloskop. Se afsnit 19.1. Med instrumentet er det muligt at trække kurverne for  $U_d^+$  og  $U_d^-$  fra hinanden og dermed få rippelen vist og optaget. Se afsnit 19.1. Den optagne ripple har størrelsen 0,8 V.

**Konklusion:**

Simulering og laboratorieforsøg har vist, at diodebroen med kondensator leverer spændingen med en ripple, der ligger under de fastsatte værdier i kravspecifikationen. Spændingen er dog en smule højere end de ønskede 24 V. Dette kan skyldes, at den anslåede værdi for belastningsstrømmen er forkert, hvilket kan bevirke, at dioderne får et lavere ledespændingsfald.

Den fremkomne ripple er som skrevet under kravspecifikationen, men der er en forskel i størrelsen af denne, hvis simulering og laboratorieforsøg sammenlignes. Simuleringen giver en værdi på 1,6 V, hvorimod laboratorieforsøget giver 0,8 V. Forskellen kan skyldes tolerancer i benyttede komponenter, og selvfølgelig kan fejlmåling i forbindelse med laboratorieforsøget have indflydelse.

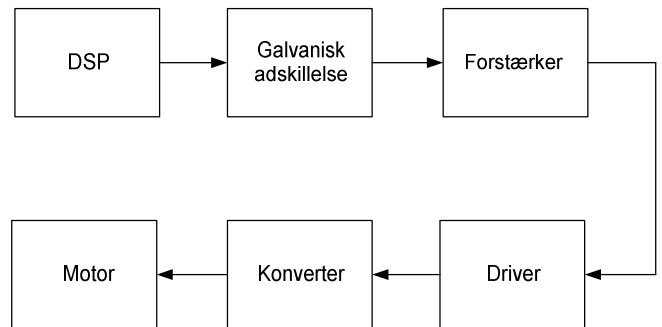
Derudover er de beregnede spændinger for transformeren meget tæt på de værdier, som kan måles, når broen benyttes med den anslåede strømværdi. Spændingen på primærsiden af transformeren er beregnet til 34,10 V, og den målte værdi er på 36 V, se afsnit 19.1. Det kan derfor konkluderes, at ensretterkredsløbet virker efter hensigten.

## 4 Styring af servomotorer

### Indledning:

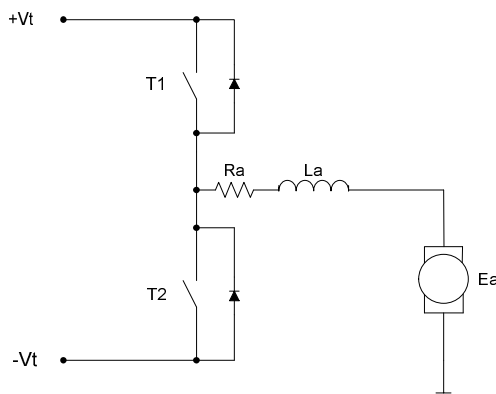
Til regulering af servomotorerne skal der dimensioneres et effektkredsløb. Kravene er, at motorerne skal kunne køre begge veje og være trinløs i hastighedsreguleringen. Det vil sige en firkvadrant styring. På DSP'en er der en PWM udgang (Puls Width Modulation). Dette signal kan anvendes som styresignal til en switchmode konverter.

I det følgende er elektronikken delt op i to hovedafsnit. Det første omhandler selve powerdelen, som består af en switchmode konverter. Det andet belyser styrekredsen, der kontrollerer effektelektronikken. Se Figur 10.

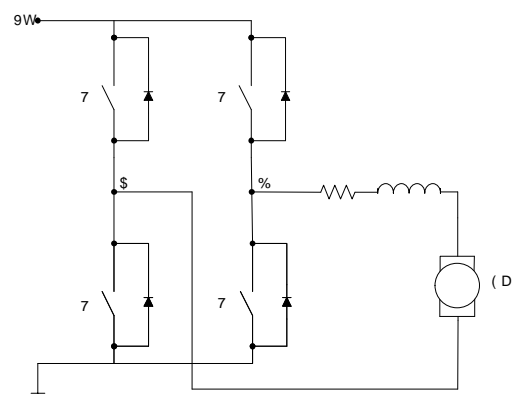


### 4.1 Konvertertyper

I opstartsfasen var der to idéer til konvertertype. Begge med firkvadrant styringsegenskaber. Konverteren kan være en "one-leg" med to switche se Figur 11, der kræver en  $\pm$  forsyning. Eller det kan være en "two-leg" med fire switche, også kaldet en H-bro se Figur 12.



**Figur 11: One-leg konverter, med  $\pm$  forsyning. Ved switchning med T1 kører motoren den ene vej og med T2 den anden vei.**



**Figur 12: Two-leg konverter med en forsyning. T1, T4 og T2, T3 switcher henholdsvis sammen, dog modsat hinanden. Punkterne A og B udgør broens udgang.**

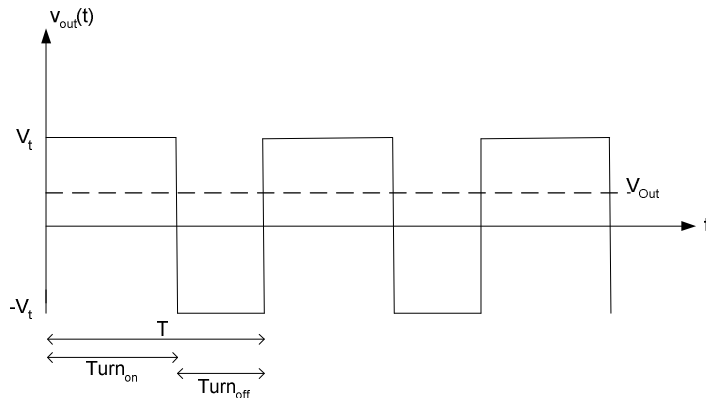
Ved valg af type er det vurderet, at two-leg broen er den bedste til formålet. Af fordele kan det nævnes, at spændingen over et "leg" er dobbelt så stor som ved "one-leg" opstillingen. Det bevirker, at systemet kan håndtere en større effekt. Derudover er det i mange situationer også en fordel, at der kun skal én forsyningsspænding til.

Af ulemper er der ved tilføjelse af et ekstra "leg" naturligvis nogle ting, der bør vurderes. Det ekstra "leg" betyder selvfølgelig en udvidet styring af switchene, men det er vurderet, at det ikke vil være særligt tidskrævende, da det blot vil være en kopi af noget, der i forvejen er nødvendigt. Med hensyn til den ekstra udgift ved køb af ekstra switche og styring af samme er det vurderet, at de ekstra udgifter er minimale i forhold til fordelene.

Af disse årsager er "two-leg H-broen" valgt som konvertertype.

## 4.2 H-broen

H-broen fungerer ved, at T1, T4 og T2, T3 switcher på samme tid, dog modsat hinanden. Når T1 og T4 er on, løber strømmen den ene vej i motoren, og omvendt når T2 og T3 er on. Se figur H-bro. Ved at regulere dutycyclen (D) på switchene kan hastighed og omløbsretning reguleres. Ved en dutycycle på 50 %, ligger der 0 V over broens udgang. Hæves eller sænkes dutycyclen, kan motorens hastighed reguleres trinløst i begge retninger respektivt. Signalet ( $V_{out}$ ) på udgangen af broen bliver således et firkantet signal. Se eksempel på Figur 13.



**Figur 13:** T er periode tiden,  $Turn_{on}$  og  $turn_{off}$  er tiden, hvor et af switchparrene er "on" og "off". henholdsvis.

$$\text{Dutycycle: } D = \frac{Turn_{on}}{T} \quad (4-1)$$

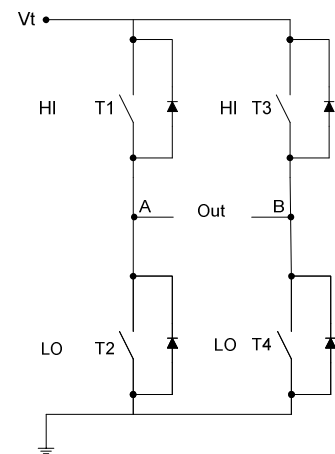
DC spændingen på udgangen ( $V_{out}$ ) kan beregnes som middelintegralet over en periode (T) af spændingen  $v_{out}$ .

$$V_{out} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{out}(t) dt \quad (4-2)$$

Til at udgøre switchene i H-broen er der valgt mosfets. Mosfets er som bekendt en halvleder komponent, der er designet til at switche store strømme hurtigt. Til projektet er der valgt en mosfet af typen IRF510. Det er en powermosfet, der er udviklet specielt til switching konverterer, motordrives og lignende.

## 4.3 Bipolar / Unipolar junction

Med H-broen er det muligt at switche bipolar eller unipolar. Bipolar vil sige, at de to sider af broen switcher på samme tid. Det betyder at T1 og T4 er on på samme tid, mens T2 og T3 er off og vice versa. Ved unipolar drift har hver "leg" i konverteren sin egen udgang og switcher uafhængigt af hinanden. I forhold til bipolar junction giver unipolar junction en bedre kurveform på udgangsspændingen, fordi den effektive switchfrekvens er fordoblet, og rippelkomponenten er forbedret. Uddybende teori findes i afsnit 19.2.



**Figur 14:** H-broen i principdiagram. Udgangen er visualiseret med A og B. HI og LO refererer til "Highside" og "Lowside" switch.

## 5 Styling af konverteren

Til projektet er det nødvendigt med tre servomotorer til regulering af hvert generatoranlæg. Motor A1 til drivmotorens ankerspænding, motor A2 til feltregulering og motor A3 til magnetisering af generator. DSP'en har 3 PWM udgange, og styringen til hver servomotor er identisk.

Der er dimensioneret og udviklet et diagram til styring af en servomotor. Diagrammet indeholder både styring og effektkredse. Ud fra dette diagram er der fremstillet printlayout. Der er monteret et print til hver motor, det vil sige tre print. For at lette overskueligheden er følgende definitioner valgt:

HI og LO refererer til "Highside" og "Lowside" switch, mens Hi og Lo refererer til logisk high (5 V) og logisk low (0 V).

Som nævnt kommer styresignalet fra DSP'ens PWM udgang, hvor D kan styres. Der er dog flere faktorer, der skal tages hensyn til for at kontrollere konverteren. Blandt andet kan nævnes en mosfet driver. Driveren styrer HI - og LO-delen af et konverterleg, det vil sige Gate/Source spændingen på begge mosfets. Der er dog enkelte problemstillinger i forbindelse med anvendelsen. De valgte løsningsmodeller er listet nedenfor i hver sit afsnit i kronologisk rækkefølge.

### 5.1 Galvanisk adskillelse

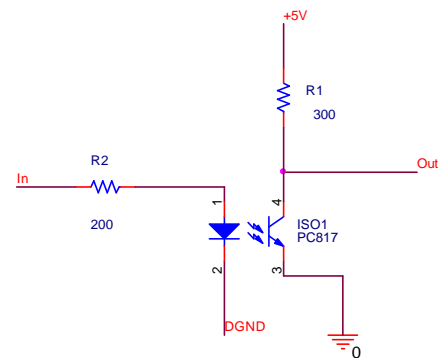
Det digitale 5 V signal fra DSP kittet har digital ground (DGND) som reference punkt. Da det kan være et andet nulpotentiale end det analoge, er det en god ide at adskille de to signaler galvanisk. Derudover har det også den effekt, at DSP kittet er adskilt fra power-delen, hvilket kan begrænse ødelæggelserne ved en eventuel kortslutning eller lignende.

Den galvaniske adskillelse er udført med en optokobler.

Der er valgt en billig og simpel model af typen PC817, se Figur 15 og eventuelt CD-rom.

Det har ved forsøg vist sig, at PC817 ikke giver den optimale signaloverførsel ved høje frekvenser. Rise time fra LO til HI er ikke hurtig nok, men kan dog reguleres ved at ændre R1. Måletest og sammenligning med datablad har verificeret, at det med de viste modstandsværdier og en switchfrekvens på 5 kHz er muligt at opnå en hastighed, der er acceptabel til formålet. (Se afsnit 19.4). Signalet inverteres i optokobleren, og en senere fasedrejning er nødvendig.

Hvis et ønske om en switchfrekvens højere end 5 kHz eksisterer, er det nødvendigt med en anden optokobler, der er konstrueret til højere frekvenser. PC817 har vist sig funktionsdygtig til projektets formål ved en switchfrekvens på 5 kHz og er derfor valgt.



**Figur 15: PC817 optokobler. Inverterer Hi/Lo indgangssignalet. R1 og R2 er eksterne komponenter, der kan regulere responstid og udgangsspænding.**

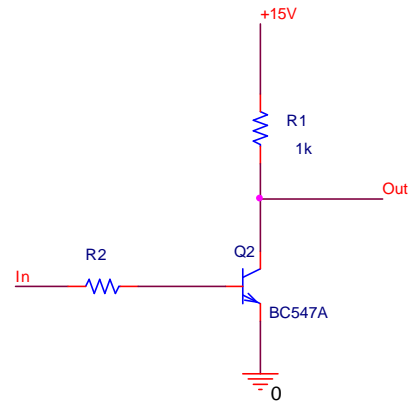
## 5.2 Forstærkere

Da det indtil næste afsnit ikke fremgår klart, hvad forstærkerens funktion er, rides formålet op her. De valgte mosfet drivere opfatter en indgangsspænding som LO, hvis den er under 6,0 V og som HI, hvis den er over 9,5 V. Da udgangen fra DSP'en ikke overstiger 5 V, er det nødvendigt at hæve signalstørrelsen. Desuden er signalet fra optokoblerne som nævnt fasedrejet 180° i forhold til DSP udgangen. Derfor skal forstærker kredsen være inverterende. Der er dimensioneret en simpel forstærkerkobling med en BC547 transistor virkende som switch, se Figur 16.

Da spændingsniveauet som nævnt skal over 9,5 V, er forsyningen valgt til 15V.

Ved Lo udgang fra DSP'en (Hi efter optokobler) skal transistoren drives helt i mætning for, at udgangen bliver Lo (0 V). Ved Hi udgang fra DSP'en (Lo efter optokobler) skal transistoren lukke, så udgangen bliver Hi (15 V).

Ved dimensionering af kredsen er R1 valgt til 1 kΩ for at have en fast værdi at gå ud fra. Herefter er R2 beregnet. (Se afsnit 19.3) Den viste forstærkerkreds er simuleret og fundet fuldt funktionsdygtig



**Figur 16: BC547 i en inverterende forstærkerkobling. Modstandene er bestemt i appendiks forstærker.**

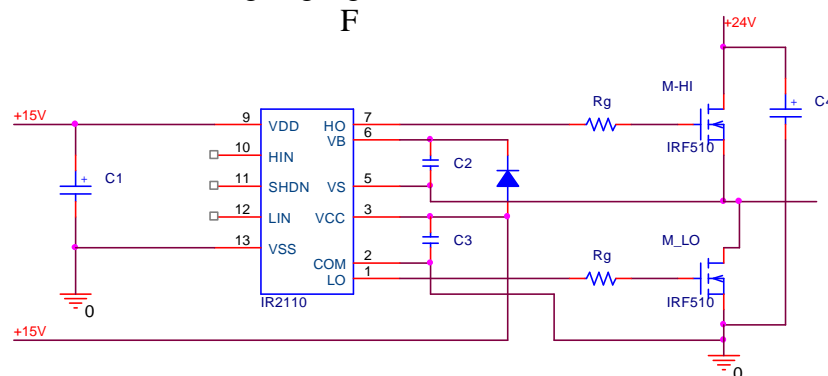
Modstand	Værdi [kΩ]
R1	1
R2	8,4
<b>Tabel 1</b>	

Under afsnit 19.3 findes alle dimensionerings- detaljer og simuleringsresultater.

## 5.3 Mosfet driver

Da der på H-broen er variable Gate/Source spændinger, og det netop er disse spændinger, der styrer mosfet'en, er det nødvendigt med en kreds, der kan tage hensyn hertil. Til dette formål kan der anvendes en High - and Lowside driver.

Til kontrol af konverterswitchene er der valgt en IR2110 driver fra IRF. Den er valgt ud af en serie forskellige driver typer fra samme producent. Den væsentligste forskel på driverne er de spændingsniveauer, de kan håndtere. 2110'eren er den billigste og kan håndtere spændingsniveauer fra 0 - 500 V, hvilket dækker de 24 V, der er over broen i dette projekt. Driveren kan styre ét konverter "leg", og der er behov for nogle få komponenter jævnfør. datablad se Figur 17. Desuden har IR2110'eren en shutdown indgang, der kan anvendes til at stoppe driveren for eksempel, hvis der ønskes et motorstop. Ved logisk Hi på shutdown indgangen lukkes driveren ned, og udgangen fra broen til motoren bliver 0 V.



**Figur 17: IRF2110 Driverkreds. Driveren er implementeret i en 14 pin IC. HI og LO input signalerne tilsluttes ben 10 og 12 henholdsvis.**

De to gatemodstande ( $R_g$ ) har en strømbegrænsende funktion. Kondensatorerne ( $C_2$  og  $C_3$ ) på driverens udgangsside skal være af en hurtig type for at kunne nå at lade op mellem hver switching. Kondensatoren ( $C_2$ ) på HI side lades op gennem dioden, når den nederste switch ( $T_2$ ) er on. Derfor skal dioden også være hurtig. Der er valgt filmkondensatorer på 470 nF og en schottky diode, der har den fordel, at den kan switche fra "on" til "off" og omvendt meget hurtigere end almindelige dioder.  $C_1$  fungerer som afkobling på forsyningen af driveren, mens  $C_4$  skal holde spændingen over broen. De to elektrolytter  $C_1$  og  $C_2$  er dimensioneret til henholdsvis 470  $\mu$ F og 1000  $\mu$ F (Se afsnit 19.5 Figur 52). Alle komponenterne er dimensioneret efter databladsoplysninger.

#### 5.4 Spændingsregulatorer

Forsyningen til effektelektronikken er valgt til at være 24 VDC. Over selve H-broen ligger der 24 V, men til de andre delkredse er det nødvendigt med andre stabile spændingsniveauer. Der er mange forskellige måder at sænke spændingen på, men en hurtig og sikker måde er at anvende nogle standard spændingsregulatorer.

Til forsyning af udgangen på optokoblerne skal der bruges en spænding på 5 V, se Figur 15. Til dette formål er der anvendt en spændingsregulator af typen LM7805, mens der til forstærkerforsyningens 15 V er brugt en type LM317. Begge spændingsregulatorer har den fordel, at de er stabile og simple at koble op. Begge regulatorer kræver kun nogle få komponenter (modstande og kondensatorer), som alle er dimensionerede i de respektive datablade. LM317 er en variabel spændingsregulator.

#### 5.5 Test og fejlfinding

Ved en funktionstest efter montage har der været få fejl, der alle er rettet. Et problem har været, at elektrolytkondensatorerne over et konverter "leg" i begyndelsen var dimensioneret til en mærkespænding på 25 V, da forsyningen fra ensretteren er på 24 V. Problemet gav sig til udtryk ved, at konverterbroen ikke virkede korrekt. Ved forsøg med en kondensator med en mærkespænding på 40 V er problemet løst, og det kan konkluderes, at 1 V i forskel ikke er tolerance nok. Ved en kort systemtest med målekredse og DSP efter montage var opfattelsen, at alle 3 print var fuldt funktionsdygtige.

I projektets afsluttende fase er der dog ved en længerevarende test konstateret en kraftig varmeudvikling i H-broen, der styrer servomotoren til magnetiseringsstrømmen. Det har på grund af tidsmangel ikke været muligt at rette fejlen i praksis, men en mulig teori er fremsat og beskrives i det følgende.

Servomotoren til magnetiseringsstrømmen er ligesom den til regulering af ankerspændingen af den store model. Forskellen på de to er, at magnetiseringen skal regulere frem og tilbage hele tiden, hvorimod reguleringen af ankerspændingen kun kører ved opstart af systemet. Dette kan forklare, at problemet kun opstår ved magnetiseringsreguleringen.

Der er en mistanke til, at selve problemet kan være en rippelstrøm på motorudgangen. I og med der køres med bipolar drift, er der en forholdsvis stor rippelstrøm på konverterudgangen. Ud over at rippelstrømmen giver anledning til opvarmning i motorankeret, kræver den også større mærkeværdier til maksimal peak strøm i switchene. Da induktansen i A1 og A3 er meget lille (1,27 mH), får rippelen netop mest betydning her, hvilket ses af følgende ligninger, hvor det antages, at motoren kører med konstant hastighed, og den inducerede spænding derfor er  $E_a$ .

Ankerspænding ( $v_a(t)$ ) og strøm ( $i_a(t)$ ) består af en DC og en rippelkomponent.

$$v_a(t) = V_a + v_r(t) \quad (5-1) \quad I_a(t) = I_a + i_r(t) \quad (5-2)$$

$$V_a + v_r(t) = E_a + R_a(I_a + i_r(t)) + L_a \frac{di_r(t)}{dt} \quad (5-3)$$

hvor

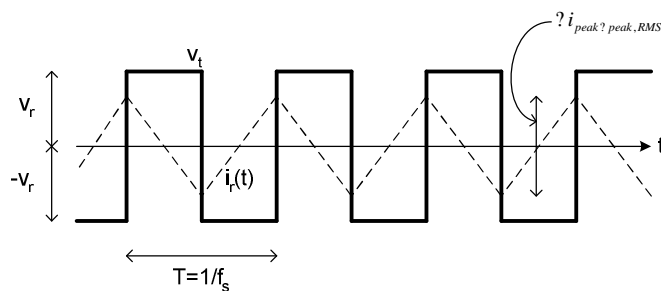
$$v_r(t) = R_a i_r(t) + L_a \frac{di_r(t)}{dt} \quad (5-4)$$

$R_a$  kan negligeres, da rippelen primært er bestemt af induktansen<sup>6</sup>:

$$v_r(t) = L_a \frac{di_r(t)}{dt} \quad (5-5)$$

Ved bipolar switching er rippelen størst ved en duty cycle på 50 % og dermed en  $V_{out} = 0$  VDC (se afsnit 19.2). Med dette i mente og ved hjælp af Figur 18, kan  $i_{p-p,RMS}$  findes ved at isolere  $di_r(t)$  og integrere over en halv periode.

$$i_{p-p,RMS} = \frac{V_r}{2L_a f_s} \quad (5-6)$$



Figur 18: Rippelspænding og strøm i ankerkreds.

Herefter ses det tydeligt, at jo mindre induktans i ankeret ( $L_a$ ), jo større peak-peak værdi i strømmen, hvilket øger varmeafsætningen i switchene.

### Konklusion:

Som nævnt er der monteret tre ens print, der alle har været testet fuldt funktionsdygtige, men kræver en optimering i tilfældet af kontinuerlig drift på grund af varmeafsætning i H-broen. En mulig løsning til problemet med varmeafsætning i broen kan være at montere en induktans i serie med servomotoren eller skifte til unipolar switching for derved at minimere rippelstrømmen. En anden metode kan være at hæve switchfrekvensen, men dette vil give andre problemer med blandt andet optokoblerne.

På printene er alle fire indgange ført ud til et stik, der forbindes til DSP'en. Dette er gjort for at kunne køre både bipolar og unipolar driftmode. Grundet tidsmangel ved projektets afslutning er der valgt at køre bipolar, da unipolar drift vil kræve ekstra arbejde softwaremæssigt.

Ved at lede varmen væk fra broen med forceret køling og køleplader, er det lykkedes at gennemføre alle test og optage de nødvendige målinger på selve generatoranlægget. Det er dog naturligvis nødvendigt med en permanent løsning på problemet, inden effektelektronikken kan anses som værende dimensioneret færdigt.

Af hensyn til den samlede afslutningstest er der monteret bananstiksbøsninger til forsyning og udgang. Dette letter arbejdsgangen ved til- og frakobling af måleudstyr med mere, da der på denne måde kan anvendes prøveledninger.

<sup>6</sup> Se litt. liste bog 16 side 388.

## 6 DC drivmotor

### Indledning:

I det følgende afsnit vil grundlæggende egenskaber og virkemåder for DC drivmotoren blive gennemgået. For motoren gør det sig gældende, at det er en given komponent i projektoplægget. Opgaven har i dette tilfælde været en analyse af motoren, da der ikke foreligger nogen datablade. Dette er gjort for at kortlægge motorens konstanter, der skal anvendes ved en simulering.

Motoren er af typen Thrige Titan fra 1967, det er en compoundmotor på 3 kW-220 V / 17 A ved 1500 omdr/min, men som det senere vil fremgå, anvendes den som fremmedmagnetiseret.

### 6.1 Modelling af DC motor

Modeldannelse af en motor skal lede frem til en matematisk fremstilling af sammenhæng mellem akslens omdrejningshastighed og terminalspændinger. Strømmen igennem ankeret og strømmen igennem feltet er afgørende for akslens omdrejningshastighed. En eventuel belastning af akslen kan sænke hastigheden, hvilket kan modvirkes ved at øge strømmen igennem ankeret eller sænke strømmen igennem feltet.

Denne sammenhæng kan beskrives ved at sammenkæde en elektrisk model af ankerstrømmene og feltstrømme samt et fritlegememodell af akslens kinematik.

Driften af en DC motor kan udføres på flere forskellige måder, men skal der opnås en mulighed for en mere præcis regulering af hastigheden, er det valgt at køre motoren som fremmedmagnetiseret.

Køres motoren som fremmedmagnetiseret, betyder det, at modelleringen skal kunne repræsentere et system, der modtager to inputs henholdsvis  $U_a$  og  $U_f$ , for derefter at "aflevere" hastigheden på motoren.

Et system med to input og et output er svært at opstille på traditionel matematisk vis.

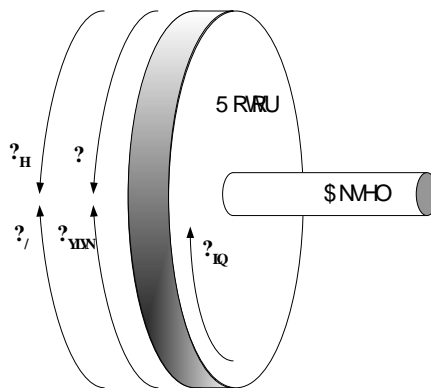
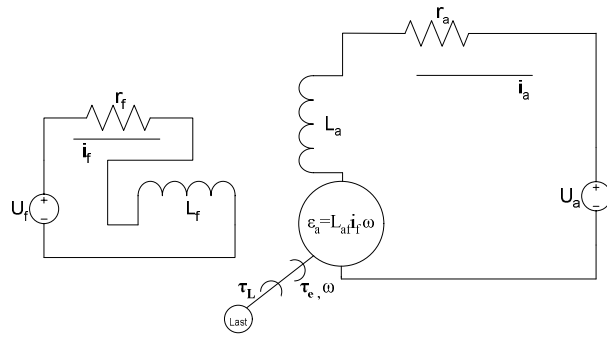
Der er derfor opstillet matematiske ligninger for de to inputs, hvorefter de er forenet med det mekaniske systems ligning, der gør, at hastigheden opnås som output.

Den samlede ligning for systemet vil derfor kun blive repræsenteret ved hjælp af blokdiagram til slut i afsnittet. Det har været en nødvendighed for netop at få reaktionen fra feltviklingen ind i systemet at opstille ligningerne meget detaljeret, men ved kortlægning af konstanterne er der ofte anvendt de langt mere simple udtryk, da det anses i flere tilfælde at have minimal betydning.

### Motorens elektriske fremstilling:

Som nævnt i indledningen vil ækvivalentet for en fremmedmagnetiseret motor indeholde to kredse: anker - og feltkreds. Der er i det følgende valgt at anvende de fuldt beskrivende ligninger, da de ligger til grund for den egentlige simuleringsblok.

Figur 19 viser, hvorledes motoren i form af diagram er ækvivaleret.



**Figur 20: Drivmotorens aksel vist med de påvirkende momenter i virkende retning. ? viser omdr. retning.**

$t_{in}$ : Repræsenterer den bremsende virkning i form af inertieffekt og dermed er funktion af accelerationen.

$t_{visk}$ : Repræsenterer friktionen i motoren. Som udgangspunkt bør den indeholde to led, et der betegnes tørfraktion, samt et andet der kaldes den viskose friktion og benævnes  $b$ . Den viskose dæmpning er en funktion af hastigheden. Det er valgt at se bort fra tørfraktionen, da det er en meget lille værdi af den samlede friktion. Den afhænger af, hvilke typer lejer og ophæng motoren består af.

$t_L$ : Angiver belastningen motoren er påtrykt.

$t_e$ : Momentet her angiver motorens udviklede moment, der er positivt virkende, da det skal overvinde de andre momenter.

Det er nu muligt at opskrive et udtryk for de påvirkende momenter på akslen, hvorefter

motorens komplette fritlegeme analyse vil se ud som følger:

$$e \cdot i_{in} \cdot \tau_{visk} \cdot L \quad (6-4)$$

$$L_{af} i_a i_f \cdot J \frac{d^2 \theta}{dt^2} \cdot b \frac{d\theta}{dt} \cdot L \quad (6-5)$$

**Elektriske og mekanisk**

Der er nu opstillet tilstandsligninger for motorens tre påvirkende dele, og det er nu muligt at finde sammenhængen imellem systemerne. Først isoleres de afledte i de tre ligninger, og det

vides, at  $\theta(t) \propto \frac{d\theta}{dt}$ . For armatur, felt og aksel følger:

$$\frac{di_a}{dt} \propto \frac{r_a}{L_a} i_a \propto \frac{L_{af}}{L_a} i_f \propto \frac{1}{L_a} U_a \quad (6-6) \quad \frac{di_f}{dt} \propto \frac{r_f}{L_f} i_f \propto \frac{1}{L_f} U_f \quad (6-7)$$

$$\frac{d\theta}{dt} \propto \frac{L_{af}}{J} i_a i_f \propto \frac{b}{J} \theta \propto \frac{1}{J} T_L \quad (6-8)$$

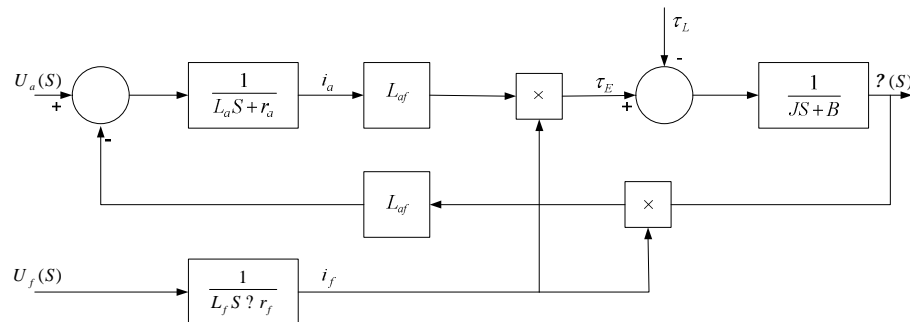
Ligningerne Laplacetransformeres nu, så de kan anvendes til implementation ved simulering:

$$L_a S \cdot I_a \propto r_a I_a \propto L_{af} I_f \propto U_a \quad (6-9) \quad I_a \propto \frac{L_{af}}{L_a S \cdot r_a} i_f \propto \frac{1}{L_a S \cdot r_a} U_a \quad (6-12)$$

$$L_f S \cdot I_f \propto r_f I_f \propto U_f \quad (6-10) \quad I_f \propto \frac{1}{L_f S \cdot r_f} U_f \quad (6-13)$$

$$J S^2 \cdot \theta \propto L_{af} I_a I_f \propto b \theta \propto T_L \quad (6-11) \quad \theta \propto \frac{L_{af}}{J S \cdot b} I_a I_f \propto \frac{1}{J S \cdot b} T_L \quad (6-14)$$

Der er nu opstillet tre ligninger, der tilsammen beskriver en fremmedmagnetiseret DC motor. Implementeres de i en blokdiagram, vil det se ud som følger:



**Figur 21: Blokskema for simuleringsprofil af en fremmedmagnetiseret DC motor.**

Det ses desuden, at det er nødvendigt at finde konstanter til at realisere simuleringen med det fremkomne blokdiagram. Følgende konstanter er fundet ved hjælp af forsøg, se afsnit 19.7 for udledning af konstanter.

Med de fundne konstanter er det nu muligt at simulere systemet.

**Konklusion:**

Ved simulering (se kapitel 10) ses det, at hastigheden ikke stemmer helt overens med den ønskede værdi. Det er vurderet, at det er den gensidige induktans, der er den mest usikre konstant på baggrund af, at der ses bort fra tab i fluxkoblingen imellem stator og rotor. Ved manipulering med den gensidige induktans i simuleringen findes det, at den forventede hastighed på akslen fremkommer, hvis den gensidige induktans  $L_{af-sim}$  sættes til 1,36 H. Det er bestemt at anvende denne værdi til videre anvendelse i det følgende forløb af simuleringen.

Konstant	Værdi
$r_a$	843,750 mO
$L_a$	16,2100 mH
$r_f$	211,540 O
$L_f$	18,3700 H
$L_{af}$	1,33000 H
$J_m$	0,04976 Kg $m^2$
$b$	0,00965 Nm/(rad/s)
$L_{af-sim}$	1,36000 H

**Tabel 2**

## 7 DC servomotorer

### Indledning:

Foruden drivmotoren er der til styring af anlægget brugt tre servomotorer til at styre potentiometrene, der regulerer henholdsvis felt - og armaturspænding på drivmotoren og ikke mindst magnetisering på generatoren.

For disse motorer er der ligeledes fundet konstanter til simuleringen. For alle tre motorer, hvor de to desuden er ens, gør det sig gældende, at de er med permanente magneter, hvilket forenkler modelleringen meget.

Desuden har det for motorerne været muligt at fremskaffe datablade, som har ligget til grund for aflæsning af de nødvendige konstanter, og hvor det er nødvendigt, er manglende data beregnet på baggrund af databladsoplysninger.

### Servomotor A1, A2 og A3:

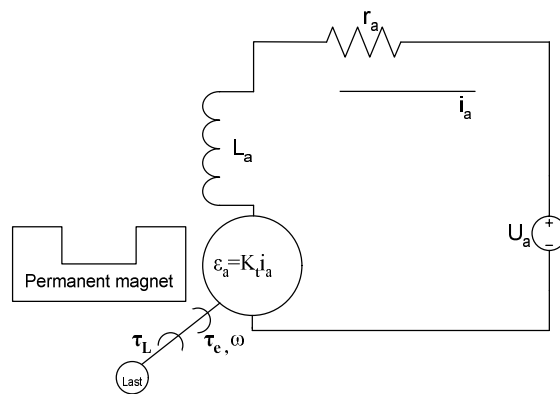
Servo A1 er til drivmotorens ankerspænding, A2 til drivmotorens feltregulering og A3 til magnetisering af generator. Servo A1 og A3 er af samme type og er af belastningsmæssige årsager valgt lidt større. De vil derfor fremstå med identiske konstanter.

### 7.1 Modellering af servomotorene

Servomotorerne skal modelleres med samme henblik som drivmotoren, nemlig at kunne fremstille et matematisk udtryk til repræsentation af motorens output, hastighed, som funktion af motorens input, spændingen. For de to typer motorer gælder ens fremgangsmåde, der vil lede frem til et identisk blokdiagram for alle tre motorer. I det følgende vil blive opstillet ligninger til dokumentation for modelleringen af de tre servomotorer. Som nævnt er der i modsætning til drivmotoren en permanent magnet i statoren, hvilket gør, at fluxen kan antages konstant i feltet og dermed se bort fra den gensidige induktans.

### Motorens elektriske fremstilling:

Ækvivalentet for den elektriske del af motoren kan nu reduceres til kun at omhandle armaturet, da feltets indvirkning antages konstant i form af  $K_f$ . Følgende diagram viser den forenklede udgave af servomotoren, der ligger til grund for ligningerne.



$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + b \frac{d\theta}{dt} = T_e - T_L = K_t i_a \quad (7-2)$$

De to beskrivende ligninger kan nu skrives op, de afledte isoleres, og der Laplacetransformeres:

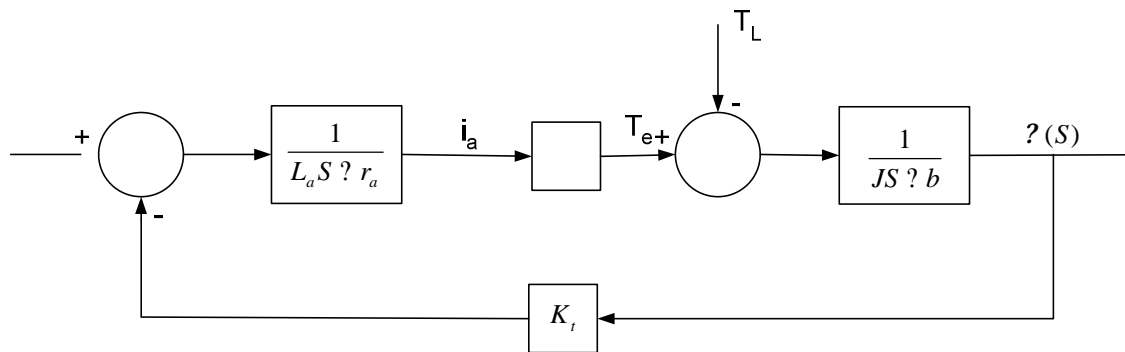
$$\frac{di_a}{dt} + \frac{r_a}{L_a} i_a = \frac{K_t}{L_a} U_a \quad (7-3) \quad \Leftrightarrow L_a s I_a + r_a I_a = K_t U_a \quad (7-5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{K_t}{J} \theta = \frac{b}{J} \theta + \frac{1}{J} T_L \quad (7-4) \quad \Leftrightarrow JS \theta + K_t I_a = b \theta + T_L \quad (7-6)$$

Ligningerne isoleres så de kan anvendes til implementering ved simulering.

$$I_a = \frac{K_t}{L_a s + r_a} U_a \quad (7-7) \quad \theta = \frac{K_t}{JS + b} I_a = \frac{1}{JS + b} T_L \quad (7-8)$$

Dette er de fuldt beskrivende ligninger for systemet. Ud fra overføringsfunktionerne kan blokdiagrammet udformes:



Figur 23: Blokskema for simuleringsprofil af en DC servomotor. T<sub>L</sub> viser motorens påtrykte belastning.

**Konklusion:**

Der henvises til vedlagte CD-rom indeholdende datablade for servomotorer. Nedenstående tabeller indeholder konstanter fundet ved brug af de fremstillede ligninger for de to motor typer.

Servomotor A1 & A3	
Konstant	Værdi
r <sub>a</sub>	10,4 Ω
L <sub>a</sub>	1,27 mH
J <sub>m</sub>	2,48 × 10 <sup>-6</sup> Kgm <sup>2</sup>
b	7,515 × 10 <sup>-5</sup> Nm/(rad/s)
K <sub>t</sub>	0,0277 Nm/A
<b>Tabel 3</b>	

Servomotor A2	
Konstant	Værdi
r <sub>a</sub>	88 Ω
L <sub>a</sub>	73 mH
J <sub>m</sub>	5,0 × 10 <sup>-9</sup> Kgm <sup>2</sup>
b	1,799 × 10 <sup>-6</sup> Nm/(rad/s)
K <sub>t</sub>	0,035785 Nm/A
<b>Tabel 4</b>	

## 8 Synkrongeneratoren

**Indledning:**

I det følgende afsnit beskrives, hvordan synkrongeneratoren i projektet er blevet behandlet. Det var fra start meningen, at generatoren skulle beskrives i en sådan grad, at det var muligt at simulere den fuldstændig i alle tilstande. Det er dog måtte sandes, at generatoren er mere kompleks end antaget. Afslutningen på afsnittet vil give et mere uddybende indsigt i de

negligerede faktorer. Det er derfor valgt at se generatoren udelukkende som en mekanisk belastning på drivmotoren. Der er derfor, først for en simplificeret model, opstillet ligninger for den inducerede spænding samt moment.

Forsøg med generatoren hvor moment er som funktion af afgivet effekt, har dannet grundlag for en funktion, der kan implementeres i simuleringen.

Det er nu muligt at se, hvordan systemet vil regulere ind i forhold til et ønske om aktiv eller reaktiv effekt. På trods af den forenklede generatormodel danner det et billede af virkelig generatordrift til net, da det typisk er en forudbestemt mængde effekt, der ønskes leveret.

Synkrongeneratoren, der anvendes, er af typen AEG og er på 3,8 kVA. Generatorens synkron omdrejningstal er 1500 omdr/min (4 polet) og har en nominel  $\cos(\phi) = 1$ . Den kan levere 3,35 A / 660 V ved Y-kobling og 5,8 A / 380 V ved D-kobling. Magnetiseringsviklingen kan forsynes med op til 220 V.

Det har ikke været muligt at anskaffe datablade på generatoren, så forsøg har været udført for at finde manglende værdier til løsning af ønskede data.

## 8.1 Modellering af synkrongeneratoren

### Generatorens inducerede spænding:

En synkrongenerators inducerede spænding er bestemt af generatorens inducerede spænding  $E_f$ , men belastes generatoren, vil der være et spændingsfald over viklingens ohmske modstand samt et spændingsfald bestemt ved generatorens samlede induktans, der betegnes synkronreaktansen  $X_s$ . For detaljeret udledning af den inducerede spænding henvises til afsnit 19.8. Samlet kan den inducerede spænding i en fase bestemmes som:

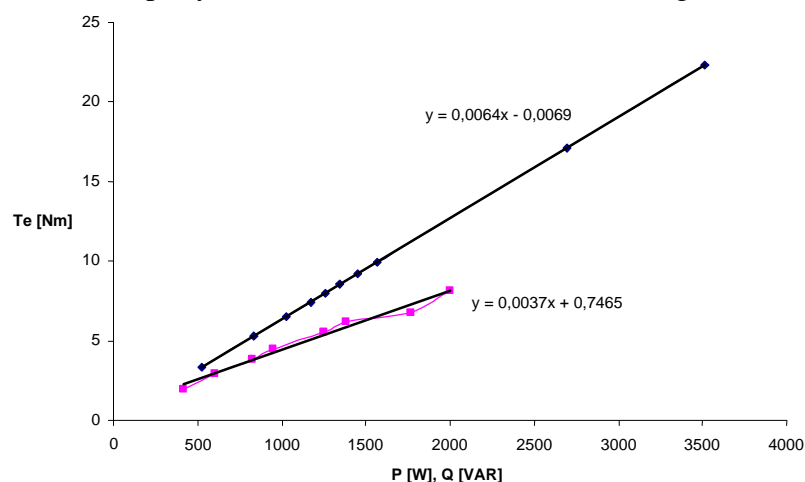
$$V_{\phi} = E_f - jX_s I_A - R_A I_A \quad (8-1)$$

### Generatorens moment:

Fra afsnit 19.8.1 kendes udtrykket for generatorens udviklede effekt. Motorens elektriske udviklede moment er per definition  $t_G$ . Det samlede udtryk for generatorens moment bliver

$$\text{derved: } t_G = \frac{P_G}{\omega_G} \quad \text{og} \quad t_G = \frac{3V_{\phi} E_f \sin(\delta)}{\omega_G X_s} \quad (8-3)$$

På baggrund af de fundne ligninger er der optaget et forsøg, hvor momentet som funktion af den aftagne effekt, aktiv som reaktiv, er blevet beregnet. Resultatet er tegnet ind i nedenstående graf. Det er nu muligt ud fra de tegnede kurver at bestemme ligninger, der kan bestemme drivmotorens påtrykte lastmoment som funktion af aftaget effekt.



**Figur 24: Generatorens elektriske moment som funktion af aftaget effekt med tilhørende tendensligning. Sort (aktiv), pink (reaktiv). Den reaktive kurve er begrænset af generatorens mærkestrøm. Se beregningsdokument på vedlagte CD-rom.**

Det påvirkende moment på motoren er dog ikke kun bestemt ved det elektriske moment. Analogt til DC motoren påvirkes systemet af generatorens og koblingens inertier ( $J_K$ ,  $J_G$ ) samt generatorens viskose dæmpning  $b_G$ . Følgende ligning er beskrivende for det fuldstændige system:

$$J_L \ddot{\theta} + b_G \dot{\theta} + J_G \ddot{\theta} + J_K \ddot{\theta} + b_G \dot{\theta} = \frac{3V_f E_f \sin(\delta)}{X_s} \quad (8-4)$$

Forsøgene er lavet ved konstant hastighed, der ses derfor bort fra inertier i generator og kobling. Følgende udtryk kan som eksempel udtrykke drivmotorens påtrykte moment som funktion af aftaget aktiv effekt.

$$T_L = b_G \dot{\theta} + 0,0064 P + 0,0069 \quad (8-6)$$

### Konklusion:

Når en synkrongenerator skal beskrives, er der afhængig af ækvivalentets detaljeringsgrad, mange måder at vælge. Der er som udgangspunkt valgt en beskrivelse med det kendskab til synkrongeneratoren, gruppen har tilegnet sig i det dette semester. Det skal dog nævnes, at gruppen er opmærksom på, at specielt en generator med udprægede poler stiller større krav til udledning af de eksakte værdier for spænding og effekt og som følge deraf moment.

Udprægede poler har den egenskab, at da de er boltet på rotoren med en lille afstand imellem dem, vil der være en variation i luftspaltens størrelse imellem stator og rotor. Ændringen i luftspalten giver anledning til en variabel armatur reaktionsflux. For at beskrive det nøjagtigt kræves det, at reaktionsfluxen deles op i to vektorielle bidrag, som adderes til læk-reaktansen. Synkronreaktansen vil nu fremstå som to bidrag. Bidraget fra de to vektorer vil være afhængig af belastningsstrømmen i generatoren og benævnes  $q$  og  $d$ .

Det er valgt at se bort fra denne variation i synkronreaktansen og derved antage en konstant synkronreaktans. Det skal dog bemærkes, at reaktansen i  $d$ -aksen er konstant under normaldrift.

Kortslutning af generatoren er en faktor, der har stor indvirkning på generatorens under simulering. Følgende teori samt antagelsen af konstant synkronreaktans danner basis, hvorfor der ikke er lavet en komplet simuleringsmodel af synkrongeneratoren.

En kortslutning kan både antages som indkobling af en stor last eller en direkte boltet kortslutning. Det er selvfølgelig en størrelsesmæssig stor forskel, men gældende for dem begge er at generatoren vil reagere med en øget armaturstrøm.

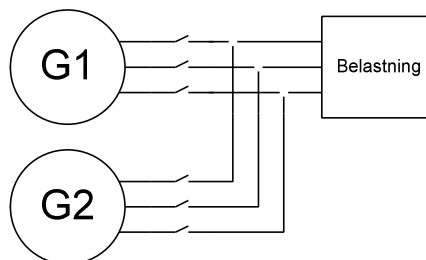
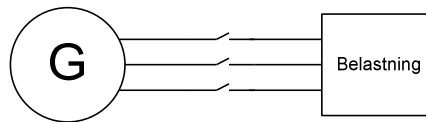
For en synkrongenerator er strømforløbet under kortslutning delt op i tre perioder: Den subtransiente, den transiente og slutteligt en steady state periode. I hver af de perioder vil indvirkningen fra den ideelle vektoropdelte synkronreaktans have sin virkning. Perioderne danner basis for en tidskonstant i de to første forløb. Alt i alt betyder det, at der i de to første perioder vil være en mekanisk reaktion på akslen, som vil henføres til drivmaskinen.

Skal generatoren simuleres præcist, kræver det en meget kompleks udledning, hvor først armaturreaktionen opløses, og herefter indregnes reaktionerne i strømmens transiente forløb. Er det udtryk opstillet, er det mulig at få et fuldstændig billede af, hvordan en synkrongenerator opfører sig såvel mekanisk som elektrisk under kortslutning.

## 9 Indkobling og driftsmetoder af generatoren

Der er tre driftsmetoder af en synkrongenerator: Ø-drift, paralleldrif og generering til stift net. Kravene er de samme for de tre driftsformer. Spændingen og frekvensen skal holdes stabil. DEFU's Rekommandation er udgangspunktet i alle tre metoder, så skal spændingen være  $U_N + 6\%$  eller  $-10\%$ , og frekvensen skal være 50 Hz og stabil med  $\pm 1\%$ .

### 9.1 Ø-drift



Oftest sker det dog, at generatoren G2 kobles ind, før belastningen bliver for stor til G1 alene, således en eventuel overbelastning kan forhindres.

For at generatorer kan køre i paralleldrif, skal nogle vigtige punkter opfyldes. Spændingen på G2 skal være det samme som spændingen på G1. Men i praksis er spændingen på G2 lidt højere for at kompensere for spændingsfaldet, som opstår ved indkobling af G2.

Faserækkefølgen skal være den samme på de to maskiner, og frekvensen på de to generatorer skal være ens. Dog indstilles frekvensen på G2 lidt højere, da dette betyder, at generator G2 forsyner belastningen med effekt i stedet for at bruge effekt ligesom en motor. Når frekvenserne fra de to maskiner er næsten lig med hinanden, ændres fasevinklen meget langsomt. Når vinklen næsten er nul, så kan G2 indkobles.

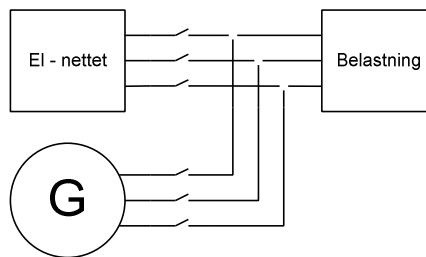
Fasevinklen kan vises på forskellige måder, for eksempel med tre lamper som er koblet over bryderen, der kobler maskinerne sammen. Lamperne kan for eksempel rotationskobles eller lys/mørke-kobles. I dette projekt er brugt et digitalt synkronoskop, der automatisk kan indkoble, men synkronoskoper findes også analog til manual indkobling.

Synkronoskopet viser fasevinklen med 36 dioder, en diode per ti grader. Viseren giver signal og kobler, når indstillede betingelser er opnået se 19.10.

Ved indkobling gælder følgende:

1. Spændingerne skal være ens.
2. Samme faserækkefølge.
3. Samme frekvens (fasevinklen skal være næsten nul)

### 9.3 Indkobling på nettet



# 10 Simulering af reguleringsystem

## 10.1 Simulering i Matlab

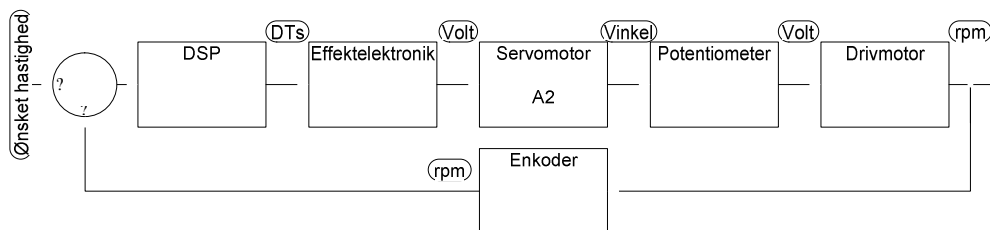
### Indledning:

Formålet med simulering af et dynamisk system er at kunne bestemme, om det er stabilt og derefter at finde reguleringsparametre til den tilhørende regulator. Det skal dog her nævnes, at der ikke er brugt DSP'ens indbyggede PI-regulator. Problemet er behandlet i kapitel 12.

### Simulering:

Der simuleres med den reguleringsform, som er anvendt i DSP'en. Her er der sat en øvre og nedre grænse, og såfremt hastigheden ligger indenfor denne grænse, skal der ikke reguleres på DC servomotorerne.

Opbygning af finreguleringsløjfen kan ses på nedenstående Figur 28. Principperne til opbygningen af finreguleringsløjfen kan tilsvarende bruges til grovregulering og regulering til magnetisering, men her vil der kun blive beskrevet om finregulering. Udgangspunktet er desuden, at reguleringen foregår, inden der kommer en belastning på drivmotoren.



62,5 % dutycycle svarer det til 6 V, og ved 37,5 % giver det -6 V. Der skal nu lineariseres, og ud fra ovenstående oplysninger fås en ligning, der hedder:

$$V_{out} = 48 \cdot D - 24 \quad (10-1)$$

### Servomotor A2:

Til opbygning af simuleringsprofil for DC servomotor ses fremgangsmåden i afsnit 7.1.

### Potentiometer:

Formålet med potentiometeret er at kunne ændre spændingen over drivmotorens feltvikling. Derfor er linearisering af potentiometeret nødvendig. Der er optaget værdier af modstand i forhold til grader. Se afsnit 19.12. Dette giver følgende ligning:

$$\text{modstand} = 0,3747 \cdot \text{grader} + 0,6327 \quad (10-2)$$

Den aktuelle modstand skal herefter ganges med strømmen i feltviklingen, der bliver betragtet som konstant. Værdien af strømmen er foretaget ved en fysisk måling og er 0,95 A. Denne konstant gælder dog kun, når drivmotoren kører i tomgang, og konstant strøm må derfor anses som en grov tilnærmelse.

Herefter kendes spændingsfaldet over potentiometeret, og dette kan således simuleres i Matlab/Simulink.

Ved igangsætning af servomotoren er der et startmoment der skal overvindes. Der er for potentiometeret udledt et startmoment på  $3,7 \cdot 10^{-4}$  Nm. Se afsnit 19.12.1.

### Drivmotor:

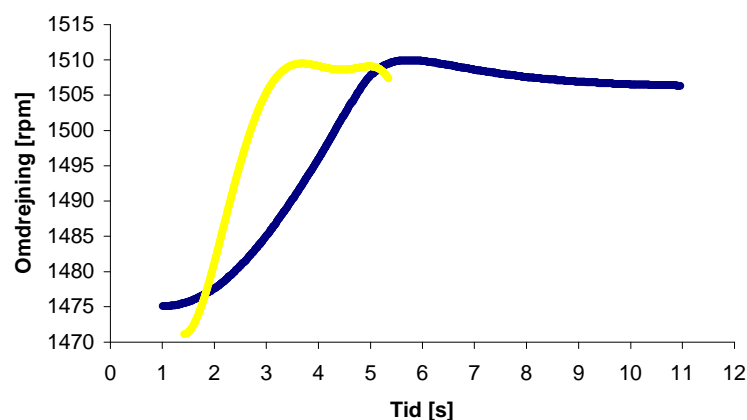
Til opbygning af simulering for drivmotor ses fremgangsmåden og overføringsfunktionen i afsnit 6.1.

### Enkoder:

Enkoderen sidder i tilbageløbssløjfen. Den er i virkeligheden implementeret i DSP'en, der måler pulser, som enkoderen giver. Implementeringen bevirker, at den i simuleringen ikke anvendes som tilbageløb.

### Grafisk kontrol af finregulering:

På nedenstående Figur 29 er der vist en graf, som er fundet ved hjælp af Matlab/Simulink for finregulering. Denne er overført til Excel for senere at blive sammenlignet med den optagne kurve. For at gøre grafen mere overskuelig er der i Excel lavet en tendensligning med et 6. ordens polynomium. Ligeledes er der optaget en graf ved hjælp af DSP'en, hvor den lagrer omdrejningerne ved finregulering. Denne er ligeledes overført til Excel.



Figur 29: Simuleret (gul) og optaget kurve (blå) for finreguleringsløjens indsvingningsforløb.

**Konklusion:**

Som Figur 29 illustrerer, kan det ses, at simuleringen starter finreguleringen ved en hastighed på 1470 omdr/min, hvorimod den optagne kurve starter ved 1475 omdr/min. Ligeledes kan det ses på illustrationen, at stigtiden er længere på den optagne kontra den simulerede kurve. Derfor må det siges, at simuleringen ikke har givet et korrekt billede, men dog et billede af hvordan systemet hænger sammen. Afvigelsen kan skyldes idealisering.

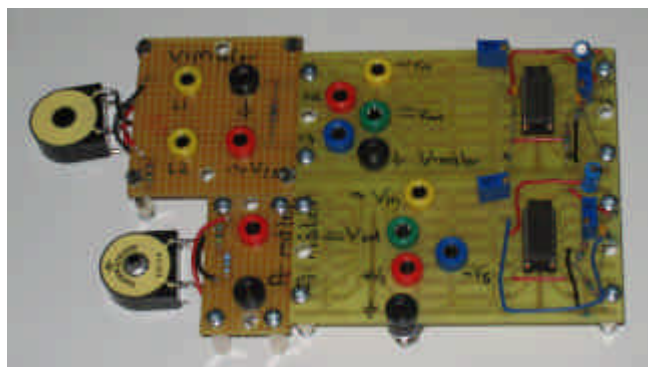
Med hensyn til fejlkilder kan det nævnes, at alle konstanter til drivmotoren er fundet ved fysiske målinger, hvilket kan give fejl. Dermed ikke sagt at de konstanter, som er fremkommet ved datablad over DC servomotoren, ikke også kan være en fejlkilde, men det er dog et godt udgangspunkt at have. Ligeledes er der også ved linearisering af de forskellige funktioner en fejlkilde, hvilket vil give et andet billede end virkeligheden, men alt i alt er simuleringen jo også kun et værktøj til at give en fornemmelse af det dynamiske system. Generelt kan det siges, at det var meningen, at hele systemet skulle simuleres i Matlab/Simulink, men det har desværre ikke været muligt at føre ud i livet, da systemet viste sig at være for komplekst.

## 11 Transducer

Det er nødvendigt med en transducer, der kan måle generatorens strøm og spænding samt aflevere et brugbart signal til DSP'en. Det er i starten blevet undersøgt, om det er muligt at købe et instrument til at udføre denne handling, men det viser sig at blive en kostbar affære. Alternativet er derefter selv at konstruere en måleenhed til formålet. Spændingssignalet til DSP skal ligge intervallet fra 0 til 2 VDC. Dette interval er bestemt ud fra, at DSP'ens A/D konverter skal kunne håndtere det. I kravspecifikation står der, at spændingsintervallet til A/D konverteren skal være indenfor 4 VDC, men her vælges kun at benytte den positive del af intervallet, det vil sige fra 0 til 2 VDC. Dette vil lette programmeringen.

Ved hjælp af en transducer og en ensretter er der mulighed for at konstruere en enhed til måling af både spænding og strøm. Opbygning af disse måleenheder kan ses i afsnit 19.11. Fordelen ved at bruge en transducer er desuden, at der opnås en galvanisk adskillelse imellem hovedstrøm og styrestrøm. Ved strømmåling bliver der kun målt på én fase, da der regnes med en symmetrisk belastning.

Ud fra forsøg omtalt i afsnit 19.11 ses det, at der ved 400 V over generatorklemmerne opnås et spændingssignal til DSP'en på 1,698 VDC, og tilsvarende ved 5 A er der et signal på 1,868 VDC.



Figur 30: Projektets udviklede transducere. Øverst for måling af spænding og nederst for måling af strøm.

## 12 DSP

### Indledning:

Som overordnet styreenhed er der anvendt en Digital Signal Processor (DSP) fra Analog Devices af typen: ADMC 401. Det var for gruppen en helt ukendt processor, og det stod ret hurtigt klart, at DSP'en ville være et af de projektafgrænsende elementer. Dette har betydet, som beskrevet i projektafgrænsningen, at der er fokuseret på drift af én generator. Programmeringen, der er udført i assembler, er opbygget ved at få mindre programdele til at fungere først for senere at kæde disse sammen til det endelige program, se Figur 31.

Fra projektperiodens start er der med hensyn til programmeringen blevet arbejdet med forskellige ideer. Der er forsøgt anvendt forskellige færdige programdele fra den tilhørende software, der ved hjælp af formel beregning skal kunne tilpasses det aktuelle system med hensyn til måleenheder og eventuelt overføringsfunktion med mere. Til bestemmelse af hastigheden er Speed Observeren, der er en færdig programdel, forsøgt anvendt samt en Loop Timer tilknyttet Enkoder Interface Unit'en (EIU). For at få et hurtigt system er en færdig programdel med en PI-regulator forsøgt anvendt, men på grund af vanskeligheder dog senere afløst af egen programmering. Der er under opsætningen af DSP'en foretaget nogle valg for at tilpasse styringen netop systemet i dette projekt. Nogle af disse valg og ideerne omkring styringens opbygning vil blive beskrevet i dette kapitel.

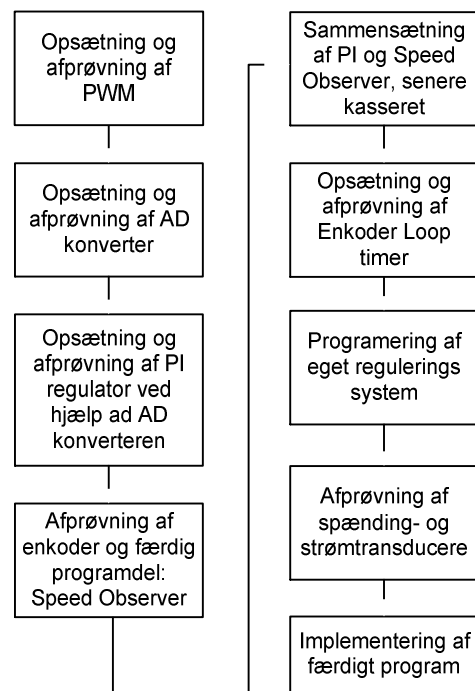
### Generelt om den anvendte DSP:

ADMC 401 er en DSP, der er specielt egnet til motorstyringer på grund af blandt andet EIU og en PWM enhed. Til dette projekt er der anvendt et færdigt kit bestående af et Processor – og et Connector Board, se Figur 32. Det eneste, der kræves, er et standard PC seriel kabel, en PC og en spændingsforsyning samt den tilhørende software, der kan downloades fra Analog's hjemmeside.

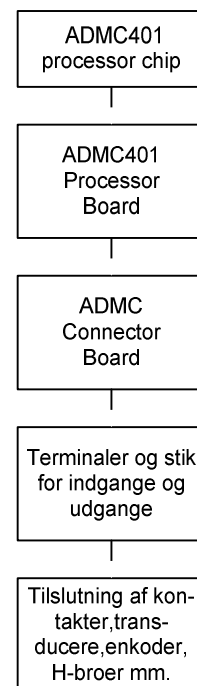
### ADMC401 Processor Board:

Krystallen på Processor Board'et leverer en input clockfrekvens på 12,96 MHz. DSP'ens instruktionsrate er ifølge manualen dobbelt så hurtig, det vil sige, processoren arbejder med cirka 26 MHz, og som det senere vil fremgå, er denne hastighed mere end rigeligt til dette projekt.

Fra Processor Board'et er der ført forbindelser ned til Connector Board'et, hvor forbindelserne ender i enten klemmer eller stik for tilslutning af de nødvendige indgange eller udgange. Processor Board'et sammensat med Connector Board'et repræsenterer en glimrende udviklingsplatform til projektet, men ved en eventuel produktion af det udviklede produkt vil det være naturligt at dimensionere et print kun med de nødvendige ind -



**Figur 31: Illustration af fremgangsmetode ved opbygning af program. Der er afprøvet mindre program – stykker, nogle anvendt i den endelige implementering, andre kasseret undervejs på grund af anvendelses vanskeligheder**

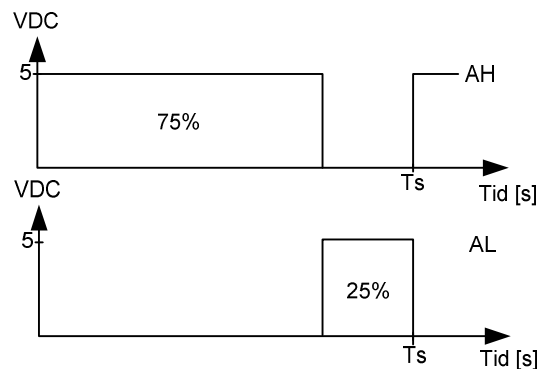


**Figur 32: ADC401: Blokdiagram over opbygning af det i projektet anvendte kit.**

og udgange. I Tabel 30 er det angivet hvilke ind - og udgange, der er anvendt i dette projekt.

### PWM:

ADMC 401'eren indeholder en blok beregnet til at generere PWM signaler. Der kan genereres i alt tre par af PWM signaler (AL/AH, BL/BH og CL/CH) med forskellige dutycycles (se afsnit 4.2) forstået på den måde, at dutycyclerne ikke kan styres individuelt på et sammenhørende par. Hvis AL har en dutycycle på 75 %, vil AH have en på 25 % (se Figur 33). Det er dog muligt at slukke for udgangene enkeltvis. PWM switch-frekvensen kan varieres fra 198 Hz til 13 MHz, og er i dette projekt valgt til 5 kHz. En grænse der først og fremmest er sat af de anvendte optokoblere (se afsnit 19.4). Dutycylen styres med hexadecimalt mellem 0 og 7FFF. Hex-tallet 0 giver dutycylen 0 %, mens 7FFF giver 100 %. Til en ønsket dutycycle på 50 % bruges hex-tallet 4000. PWM enheden giver mange anvendelsesmuligheder og er i dette projekt anvendt til at styre de H-broer, der forsyner servomotorerne.



**Figur 33: Illustrering af dutycycles for en af de tre sammenhørende PWM par. Genereres der på AL en dutycycle på 25 %, medfører det 75 % dutycycle på AH.**

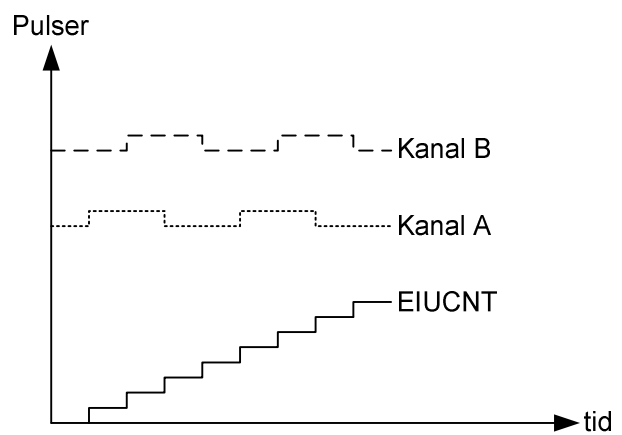
### Enkoder Interface Unit:

For at regulere spændingens frekvens på generatorterminalerne er det en nødvendighed at kende hastigheden på akselen. DSP'en har til dette formål som før nævnt en EIU. EIU'en er forbundet til enkoderen, der genererer pulser. Ved hjælp af pulserne fra enkoderen er det muligt at bestemme blandt andet hastighed, omløbsretning og rotorposition. I dette tilfælde er kun hastigheden anvendt. EIU'en har to metoder, der synes anvendelige til formålet. Den ene er Enkoder Event Timeren (EET), der tæller antal clockcycles mellem en stigende og en faldende kant fra enkoderens kanal A. Da det vides, hvor mange af sådanne pulser der kommer på en omgang, og tiden mellem clockcycles også er kendt, er det muligt at beregne motorens hastighed. Metoden er ikke forsøgt anvendt i dette projekt og vil derfor ikke blive uddybet nærmere.

Den anden metode er Enkoder Loop Timeren, der ganske enkelt tæller stigende og faldende kanter både fra enkoderens kanal A og B samt udfører en interrupt med et forudprogrammeret interval. Hver gang interruptet forekommer, er det muligt at aflæse antal talte pulser, og når tiden mellem interruptene kendes, er det muligt at bestemme hastigheden på motoren.

Enkoder Loop Timeren er i første omgang forsøgt anvendt i forbindelse med den førnævnte forprogrammerede Speed Observer men desværre uden succes. Hastighedsberegningen, Speed Observeren leverer, har for stor en svingning liggende omkring den hastighed, der kan måles med tachometeret. Årsagen til denne unøjagtighed kendes ikke og efter to dages forsøg med at kortlægge fejlen uden held, er en anden løsning valgt.

A og B (se Figur 33 og Figur 34). I projektet anvendes en enkoder med tusind pulser per kanal på en omdrejning. Det vil, når der tælles kanter for både kanal A og B på en omgang, blive til firetusind kanter. Generatoren har en synkron akselhastighed på 1500 omdr/min svarende til en spændingsfrekvens på 50 Hz, fordi generatoren er udført med 4 poler. For at de før nævnte ønsker kan opfyldes, er det valgt at 15000 talte pulser ( $P_{ip}$ ) i en interrupt periode skal svare til 1500 omdr/min (RPM). Dermed er det muligt at beregne den ønskede interrupt periode tid ( $T_{ip}$ )



**Figur 34: EIUCNT tælles op for hver kant fra kanal A og kanal B. Hver kanal giver 2000 kanter pr omgang, så samlet tælles 4000 pulser per omdrejning**

$$T_{ip} = \frac{P_{ip} \cdot 60}{RPM \cdot P_{RPM}} = \frac{15000 \cdot 60}{1500 \cdot 4000} = 0,15 \text{ sek} \quad (12-1)$$

Periodetiden er acceptabel, da der ud fra Figur 29 kan ses, at systemet på et step kun reagerer ganske lidt i et tidsinterval på 0,15 sek, og dermed vil eventuelle fejl vil hurtigt blive forsøgt reguleret. I den valgte reguleringsmetode er det derfor denne periodetiden på 0,15 sek, der er anvendt. EIUCNT værdien efter en interruptperiode vil således være omdrejningstallet ganget med ti. Ligningen for dette kan let opstilles ved en lille omskrivning af ligning (12-1):

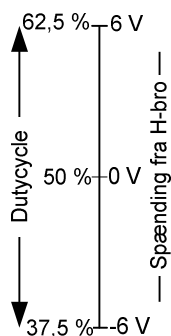
$$P_{ip} = \frac{T_{ip} \cdot RPM \cdot P_{RPM}}{60} = \frac{0,15 \cdot RPM \cdot 4000}{60} = 10 \cdot RPM \quad (12-2)$$

### Regulering af system:

Som tidligere nævnt er der arbejdet med PI-regulatoren i starten af projektperioden. På grund af blandt andet en manglende overføringsfunktion for systemet der reguleres på, er det vanskeligt at bestemme de konstanter, regulatoren skal arbejde med. Det er dog forsøgt ved hjælp af Ziegler Nichols indstillingsregler. Signalet til regulatoren kommer fra Speed Observeren, og som før nævnt anses denne ikke som værende helt stabil. Det kan være endnu en fejlkilde til, at PI-regulatoren ikke fungerer optimalt. Det bedste resultat opnået på servomotor A2 for finregulering giver ved et ønske på 1508 omdr/min en hastighedssvingning mellem 1500 og 1524 omdr/min, og dermed anses regulatoren ubrugelig. Der er brugt meget tid på PI-regulatoren, fordi anvendelsen af denne vil give en hurtigere regulering end den i projektet anvendte. Samtidig vil den gøre systemet mere modstandsdygtigt over for indkobling af større belastninger, hvor der opstår spænding - og frekvensdyk. I disse tilfælde vil det gå hurtigere med at indregulere spænding og frekvens tilbage til det ønskede niveau end anvendte reguleringsmetode.

På Figur 36 ses sekvensdiagrammet anvendt ved regulering af systemet. I sekvensdiagrammet er der anvendt fire registre i DSP'ens aritmetisk/logiske enhed (ALU), nemlig: ax0, ax1, ay0 samt ay1. Disse 16 bit registre anvendes blandt andet til at addere og subtrahere tal fra hinanden samt til andre aritmetisk og logiske handlinger. Diagrammet viser i dette tilfælde finregulering af hastigheden, men subrutinen REGULER anvendes ved samtlige indreguleringer. Det er blot grænserne, der indsættes i ay0, og ay1 der ændres.

Først hentes værdien i variabelen PULS\_CNT, der svarer til det seneste antal talte enkoderkanter talt i perioder a 0,15 sek. Denne værdi sættes i ax0, og vil som tidligere beskrevet svare til omdrejningstallet ganget med 10. Derefter sættes en nedre grænse i ay0 og en øvre grænse i ay1 på henholdsvis 15040 og 15100 svarende til 1504 og 1510 omdr/min. Det er helt bevidst, hastigheden vælges over den synkrone hastighed af den simple grund, at det senere skal være muligt at synkronisere systemet ind på nettet. Dette sker lettest, hvis systemets frekvens ligger lidt over nettets 50 Hz. Efter grænserne er fastsat, kaldes subrutinen REGULER. Her testes først det aktuelle "omdrejningstal" i forhold til den nedre grænse. Er tallet under den nedre grænse, lagres der i ax1 et hexadecimal tal på 3000, og derpå returneres der fra subrutinen. Hvis tallet er over den nedre grænse, springes til MIN\_OK. Her testes "omdrejningstallet" i forhold til den øvre grænse. Er tallet større, lagres der i ax1 et hexadecimal tal på 5000, og derefter returneres der fra subrutinen. Er tallet under den øvre grænse, springes til NIVEAU\_OK, hvor der i ax1 lagres et hexadecimaltal på 4000, hvorefter der returneres. Tallet i ax1 vil, uanset hvor i subrutinen der returneres, blive anvendt til DSP'ens PWM udgange, og dermed til en ny dutycycle til den pågældende servomotor der ønskes reguleret.

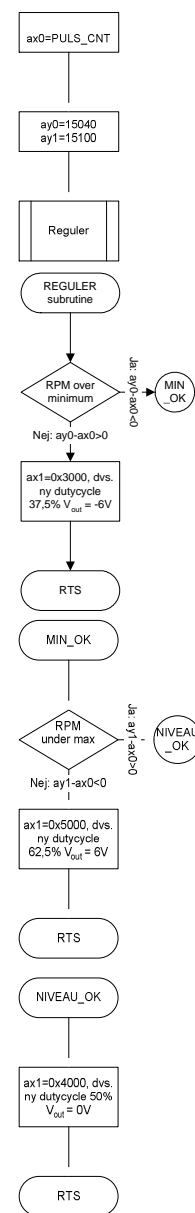


**Figur 35:** Sammenhæng mellem dutycycle og spænding til servomotorerne leveret fra H-broen

Et hex-tal på 3000 svarer til en dutycycle på 37,5 %, hvilket bevirker en motorspænding på -6 V ud til den pågældende servomotor, der ønskes reguleret. (se Figur 35) Modsat svarer hex-tallet på 5000 til en dutycycle på 62,5 % og en motorspænding til servomotoren på 6 V. Hex-tallet på 4000 anvendt i NIVEAU\_OK svarer til en 50 % dutycycle svarende til motor-spændingen 0 V til servomotoren. Servomotorerne kan egentlig køre med en forsyningsspænding på 12 V, hvilket vil få motorerne til at køre hurtigere. Dette blev forsøgt anvendt i starten, men gav nogle voldsomme oversving og problemer med at få stoppet servomotor A1 til grovreguleringen ved den ønskede indstilling, og derfor er det en nødvendighed ved den valgte reguleringsform at sætte spændingen til servomotorerne ned. Der kan eventuelt som en kompensering anvendes to hastigheder til indregulering. En hastighed med de ±

12 V forsyningsspænding, hvilket får servomotorerne til at køre hurtigere, når der er langt til den fastsatte øvre eller nedre grænse, og en på ± 6 V der sænker hastigheden, når de to grænser nærmes og sikrer, at reguleringen foregår uden alt for store oversving. Denne mulighed for regulering er ikke nået behandlet i projektperioden.

Derimod er der for at gøre systemet hurtigere sørget for, at grovjustering og magnetisering starter med at køre på samme tid. Når grovjusteringen er indreguleret, fortsætter indreguleringen af magnetiseringen sammen med finreguleringen. Dette er en optimering i forhold til at skulle køre med servomotorerne en af gangen. Opreguleringen af magnetiseringen til generatoren har så lang en vandring, at både fin - og grovjustering af hastigheden er færdig, før generatorens spændingsniveau når den ønskede værdi på 400 V linjespænding. Regulatorsystemet fungerer, men må anses for at være forholdsvis langsomt, i forhold til en integrerende regulator, der ville være at foretrække.



**Figur 36:** Sekvensdiagram over den anvendte reguleringsmetode. Dutycyclen skifter mellem 37,5, 50 eller 67,5 %, hvilket giver et output til servo - motorerne på henholdsvis - 6,0 og + 6 V

**Måling af spænding og strøm:**

Ved drift af systemet er det en nødvendighed at kunne regulere i forhold til generatorens spænding, ligesom det også især ved drift med opkobling på net er nødvendigt at kende strømmen, der leveres fra generatoren. Til måling af spænding og strøm er transducerne omtalt i afsnit 11 anvendt. Begge transducere tilsluttes A/D-konverteren og er dimensioneret til at levere en spænding fra 0 VDC til maksimalt 2 VDC. A/D-konverteren er i stand til at arbejde i et interval fra - 2 VDC til + 2 VDC ved anvendelse af den interne referencespænding og 1.15<sup>7</sup> talformat. I intervallet fra -2 VDC til 0 VDC arbejdes der med negative tal, hvilket komplicerer programmeringen og er unødvendigt. Det er derfor under udviklingen af transducerne bestemt, at der til A/D-konverteren skal leveres et signal med en maksimal DC spænding på 2 V. De 2 VDC, som i dette tilfælde må betragtes som den maksimale anvendte positive værdi, kan i DSP'en aflæses til 32767, hvis det vælges at se bort fra 1.15 talformatet. Det kan gøres så længe der ikke arbejdes med negative spændingsværdier i A/D-konverteren. Da både spændings - og strømtransduceren kan betragtes som lineære, kan der opstilles to ligninger for beregning af den digitale værdi set i forhold til generatorspændingen eller i forhold til den strøm, generatoren leverer. Den lineære ligning for spændingstransduceren hentes fra afsnit 19.11.1 og ser ud som følgende:

$$V_{out} = 0,0042 \cdot U_{L1/L2} \quad (12-3)$$

Ved lidt forholdsregning kan der nu opstilles en ligning til beregning af den ækvivalente digitale værdi, der skal anvendes til sammenligning ved programmering af DSP'en.

Ligningen ser ud som følgende:

$$Digi_{spænding} = 0,0042 \cdot \frac{32767}{2} \cdot U_{L1/L2} = 68,811 \cdot U_{L1/L2} \quad (12-4)$$

Spændingerne, der er valgt til øvre og nedre spændingsgrænse, er på henholdsvis 398 og 402 V linjespænding. Disse værdier vil svare til 27387 og 27661, og det er disse værdier, der vil blive reguleret ind efter.

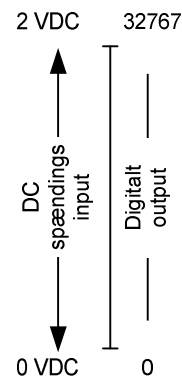
Der kan på samme måde opstilles en "digital" ligning for strømtransduceren ved at hente den lineære ligning fra afsnit 19.11.2, der ser ud som følgende:

$$V_{out} = 0,375 \cdot i \quad (12-5)$$

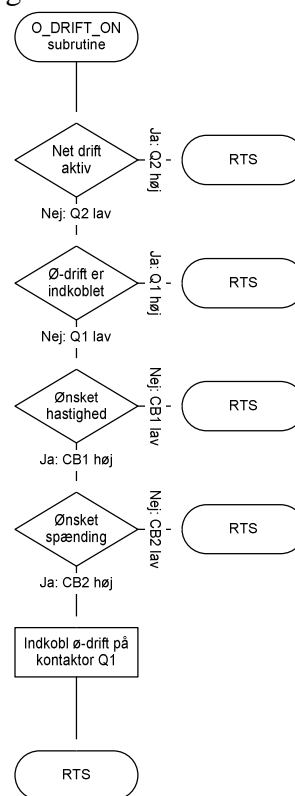
Igen anvendes forholdsregning til bestemmelse af en ligning til udregning af den tilsvarende digitale værdi:

$$Digi_{strøm} = 0,375 \cdot \frac{32767}{2} \cdot i = 6143,81 \cdot i \quad (12-6)$$

Strømtransduceren er mest anvendt under drift til net, og i det tilfælde er den øvre og nedre grænse sat til henholdsvis 3 og 3,2 A, hvilket svarer til de digitale værdier 18431 og 19660. Begge transducerer har vist sig at være lineære, hvilket er en eftertragtet egenskab, når der arbejdes med regulering, og indstillingen af både strøm og spænding har på intet tidspunkt givet anledning til problemer, så transducerne med tilhørende programdel må siges at være velfungerende.

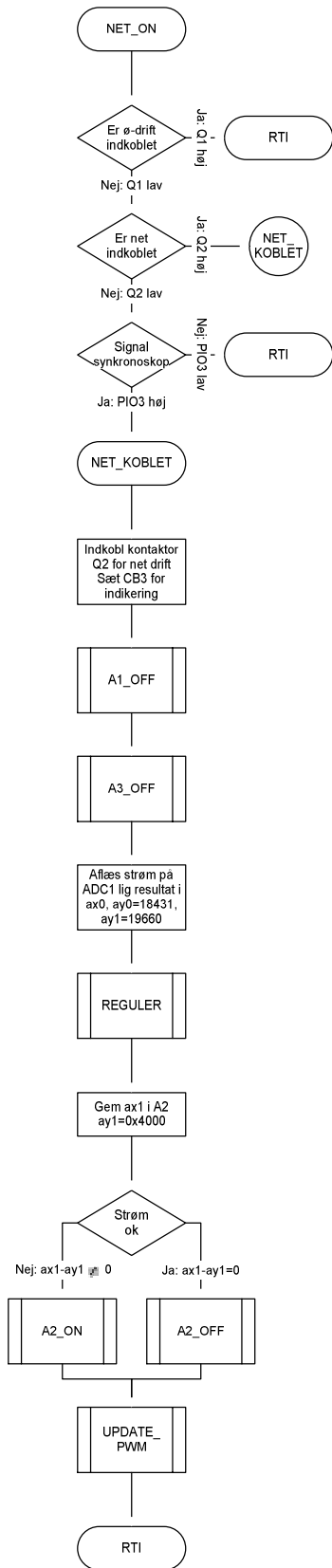


**Figur 37: A/D-konverterens digitale output i forhold til konverterens DC spændingsinput.**

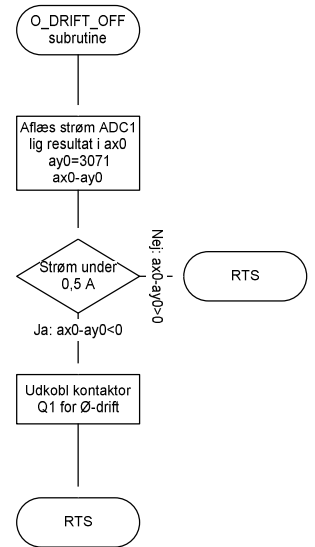


**Figur 38: O\_DRIFT\_ON: Figuren viser, hvilke krav der stilles, før der kobles på ø-drift.**

<sup>7</sup> Binært talsystem.



**Figur 40:**  
Sekvensdiagram over indkobling på net.



**Figur 39: O\_DRIFT\_OFF:**  
Figuren viser krav, der skal opfyldes før ø-drift udkobles.

er i dette tilfælde valgt at levere en strøm på 3 - 3,2 A (digitalt 18431 - 19660, se afsnit strømtransducer), svarende til en effekt på 2,1 - 2,2 kW. Dette svarer til, at finjusteringen næsten har nået sin maksimale værdi. Skal der leveres mere effekt, skal spændingen på feltet yderligere reduceres. Servomotor A1 kan klare dette problem, da den fra 0 - 50 % justerer ankerspændingen på et primært potentiometer (i dette projekt justeres den kun op til 50 %), men fra 50 - 100 % holdes ankerspændingen konstant, og i stedet "hjælper" grovreguleringen finreguleringen med at fjerne feltet ved hjælp af et sekundært potentiometer forbundet i serie med potentiometeret for finregulering. Hvis der skal leveres over 3,5 A til nettet, er det nødvendigt at justere potentiometeret for grovjustering op i området mellem 50 og 100 %. Dette er først opdaget under afprøvning af systemet, og derfor er programmet ikke designet til at levere over 3,2 A. Dermed kan der desværre ikke leveres  $P_{\max}$ , som ellers er målet ifølge kravspecifikationen.

Styringen er ved projektets afslutning i stand til at levere aktiv effekt. Den aktive leverede effekt kan kun reguleres ved at ændre i programmet. Regulering af reaktiv effekt vil kræve en måleenhed, der kan levere et inputsignal til for eksempel til A/D-konverteren og derved beregne et output, der justerer magnetiseringsspændingen i forhold til den ønskede reaktive effekt. Alternativt kan den reaktive effekt styres manuelt med et potentiometer, der kan justere et inputsignal til A/D-konverteren. Når nettet ønskes udkoblet, er der som ved  $\emptyset$ -drift sørget for, at dette ikke sker før strømmen er under 0,5 A. Dette sker ved at gøre polhjulsvinkelen mindre (nedjustering af A2).

### **Konklusion DSP:**

Det er i dette projekt lykkedes at implementere et funktionsdygtigt program i DSP'en. Ved  $\emptyset$ -drift er styringen i stand til at håndtere forskellige kombinationer af aktive/reaktive belastninger. Ved drift til net er det dog kun lykkedes at levere aktiv effekt, men løsningen til en manuel styring af reaktiv effekt synes ikke langt væk, hvorimod en automatiseret udgave vil kræve udvikling af en reaktiv måleenhed. Ligeledes er levering af effekt til nettet ved projektets afslutning ikke regulerbar, men vil forholdsvis let kunne styres ved et manuelt justerbart signal tilsluttet A/D-konverteren. Ved opstart af systemet har det vist sig, at én bestemt indstilling på potentiometeret for grovjustering ikke altid resulterer i det samme omdrejningstal. Denne afvigelse afhænger af, om motoren og potentiometeret er kold eller varm. Da grovreguleringen ved opstart af systemet altid ønskes justeret mellem de samme to indstillinger, kan to positionskontakter på potentiometeret løse dette problem.

Der har i projektperioden været arbejdet med PI-regulatoren. Implementering af en form for integrerende regulator kan gøre systemet hurtigere, men problemer med implementering af PI-regulatoren resulterede i, at ideen er tilsidesat. Systemets regulerings- og drifttid, før det er klar til drift, er på 27 sekunder og er tilfredsstillende i forhold til kravspecifikationen.

En ting, der ikke har vist sig helt tilfredsstillende, er, at styringen ikke gør det muligt at levere generatorens maksimale effekt på 2,8 kW men derimod kun 2,2 kW, hvilket ikke overholder kravspecifikationen. Det kræver, at spændingen til feltet på drivmotoren sænkes yderligere, end den anvendte styring gør. Dette er muligt ved at justere grovreguleringen op i indstillingsområdet 50 - 100 %. Se afsnit 19.12.

I det implementerede program er der mange anvendelige dele til styring af en generator, men også steder hvor en optimering af programmet vil være på sin plads. Der bør nok tænkes lidt mere over sikring af generator og motorer. Det er i denne styring reduceret til et minimum, da der er lagt vægt på at få systemet til at levere effekt.

## 12.1 Test af finreguleringsløjfen

Som afslutning er der lavet en test på generatoranlægget for at se, hvordan generatoren vil reagere på en indkoblet belastning. Som belastning er der indsat en ohmsk modstand, således generatoren trækker omkring 3 A, hvilket er det maksimale, det færdige system kan håndtere. På nedenstående Figur 41 er der optaget 2 kurver. Den ene (gul) viser frekvensen i forhold til tiden, og den anden (blå) viser spændingen. Disse kurver er optaget med DSP'en, hvor den optager med et tidsinterval på 0,15 s, og der er optaget i alt 60 målinger for hver kurve i løbet af en tidsperiode på 9 s.

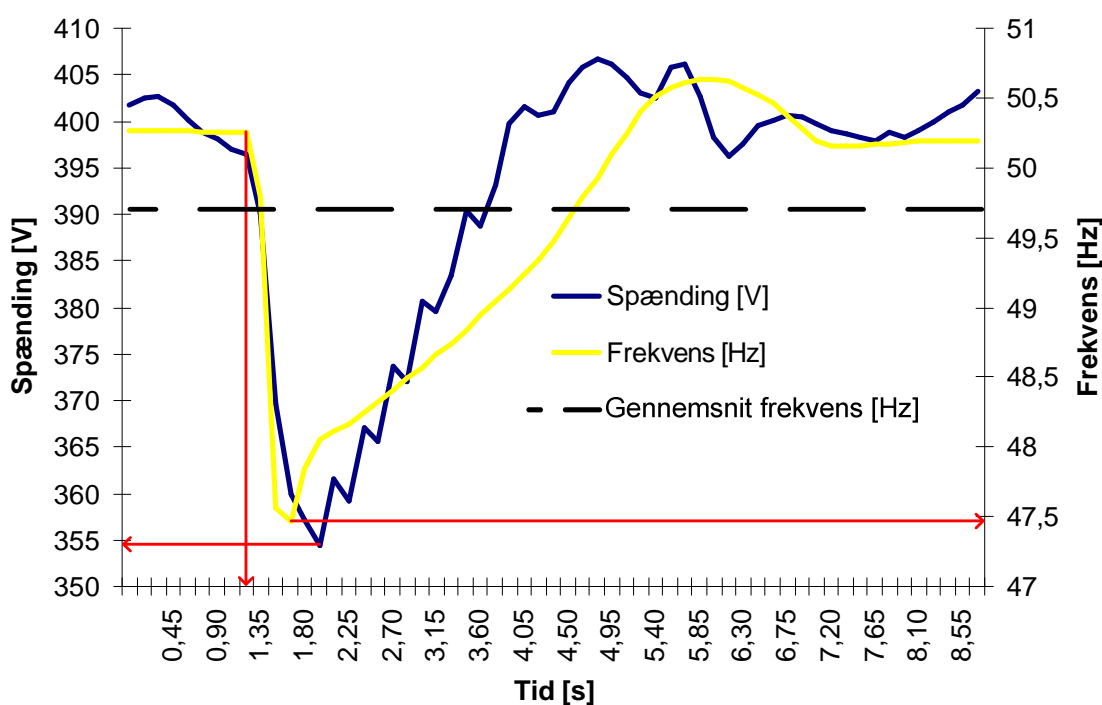
Belastningen bliver indkoblet til tiden 1,20 s, derefter falder spænding og frekvens kraftigt. Som det kan ses på Figur 41, påbegyndes regulering af spænding og frekvens til tiden 1,8 s. Det tager cirka 6 s at genetablere frekvensen. Jævnfør DEFU's Rekommandation punkt 4.1, der omhandler frekvensen, skal den i løbet af et 10 s interval have et gennemsnit der ligger indenfor  $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$ , svarende til  $50 \text{ Hz} \pm 0,5 \text{ Hz}$ . Gennemsnittet er på 49,67 Hz, men her er der kun målt over en periode på 9 s. Dette er accepteret, da frekvensen har genfundet sin værdi efter 9 s.

Med hensyn til spændingen, kan det ses, at kurven er en del takket, efter den har nået sin minimumsværdi (354 V), og er på vej op igen. Dette kan eventuelt skyldes en ujævn vandrings på potentiometeret.

Med hensyn til DEFU's Rekommandation punkt 4.5 for spændingsdyk, må det normalt ikke medføre et spændingsdyk på under 85 %.

På denne test er spændingsdykket på følgende:  $\frac{354}{400} \cdot 100\% \approx 88,5\%$  og dermed accepteret.

Der er brugt de måletransducerer fra projektet, disse kan også danne basis for usikkerheder.



**Figur 41:** Ved indkobling af en belastning viser gul kurve generatorens frekvens som funktion af tiden og blå kurve viser generatorens spænding som funktion af tiden. Den stiplede viser gennemsnitsfrekvensen over en periode på 9 s. Røde pile benyttes for at lette aflæsning af kurverne.

## 13 Diskussion

Ved et hvert projekts afslutning er der en del valg og metoder, der bør vurderes. Dette projekt er ingen undtagelse. I løbet af perioden har der været mange løsningsforslag og ideer. De færreste af dem er blevet gennemanalyseret og ført ud i virkeligheden, men alle dem, der har været arbejdet med, er i kortere eller længere tid, undersøgt i en sådan grad, at det har været muligt at vurdere dem enten anvendelige eller uegnede.

Det blev ret hurtigt bestemt at anvende en diodebro som ensretter til at levere jævnspændingen til effektelektronikken. Den er konstrueret ud fra det udgangspunkt at skulle kunne levere den nødvendige effekt. Ved den færdige test er der ved laboratoriemåling konstateret en rippelspænding på 0,8 V, der er under kravspecifikationens maksimale rippel på 10 %.

Som spændingskonverter er der, som beskrevet i afsnittet om konvertertyper, valgt og designet en H-bro switchmode konverter. I den indledende dimensioneringsfase er det erfaret, at styringen af en sådan er mere komplekst end først antaget. Det viste sig nødvendigt med en mosfetdriver, der krævede højere indgangssignaler, end DSP'en umiddelbart kan levere. Derfor er en forstærkerkreds anvendt. Det er lykkedes at få alle tre broer til at køre, selvom længerevarende test til sidst har afsløret en destruerende varmeafsætning i broen.

Afsnittet om motorteori er uden tvivl det mest komplicerede at læse. Det skyldes ikke mindst alle formeludledningerne, der har været nødvendige for at beskrive motoren på en dybdegående måde. Nu kan der selvfølgelig opstå en del tvivl om nødvendigheden, men formålet har blandt andet været at finde konstanter, så det er muligt at simulere systemet. Et andet formål, og i bund og grund det mest vigtige, at opnå viden og forståelse af virkemåde samt opbygning af ækvivalentdiagrammer.

Med hensyn til generatoren er det i løbet af perioden erfaret, at synkronmaskinen med udprægede poler er væsentlig mere kompliceret at analysere end DC drivmaskinen. Derfor er en komplet simulering af generatoren droppet til fordel for en analyse af drift og forståelse for generatoranlæg.

Som beskrevet, i indledningen til DSP afsnittet, har gruppen fra start været klar over at programmeringen af DSP'en, ville være af afgørende betydning for projektets løsning. Dels på grund af processorens "hjerne" funktion og dels på grund af gruppemedlemmernes programmeringsfærdigheder. Der er udviklet et program, der er i stand til at koble på nettet og levere op til 3,2 A. Desværre kan reguleringens tidskonstant ønskes hurtigere. Der hersker en formodning om, at en integrerende regulering vil være i stand til at øge hastigheden. Det skal dog nævnes, at tidsfaktoren er målt til 27 sekunder fra opstart, og dermed overholder de i kravspecifikationen fastsatte maksimale værdier.

I projektperioden er der brugt meget tid på at simulere de enkelte systemdele, for til sidst at simulere det samlede anlæg. Det må ved afslutningen konstateres, at det ikke er det helt store udbytte, der er kommet ud af det. Det skyldes blandt andet, at simuleringstvækket Matlab/Simulink var et helt nyt program for projektgruppen, og at det tager lang tid at blive fortrolig med alle programmets finesser. En anden årsag til de mange afvigelser i forhold til virkeligheden, der er beskrevet i rapporten, skal findes i arbejdet med at finde konstanter til simuleringssløjferne. Der er mange usikre punkter, antagelser og flere fejlmuligheder i linieariseringen af systemerne.

## 14 Konklusion

Formålet med projektet er at udvikle en DSP baseret regulering af et generatoranlæg. Anlægget skal være i stand til automatisk at levere en stabil spænding og frekvens ved henholdsvis  $\emptyset$  -, parallel - og netdrift. Til den fysiske regulering skal der udvikles et styret kredsløb, der kan betjene servomotorer til reguleringen af, de på generatoranlægget monterede, potentiometre. Til forsyning af styrestrømmen skal der udvikles et trefaset ensretterkredsløb. Det skal nævnes, at paralleldriften er sorteret fra i afgrænsningen af projektet. Desuden skal alle relevante dynamiske konstanter bestemmes, således det er muligt at simulere anlægget.

Det er lykkedes at designe et effektkredsløb, der er i stand til at omsætte et PWM signal fra DSP'en til en jævnspænding, der kan drive servomotorerne i begge retninger. Kredsen er udført på printplade og indeholder alle spændingsregulatorer, galvanisk adskillelse til DSP'en og selve switchmode konverteren. En laboratoriemåling af forsyningen efter ensretteren har vist en acceptabel spænding med en rippel under 10 %, og hele elektronikdelen af reguleringen er som prototype testet ok.

Kompoundmotoren, anvendt som fremmedmagnetiseret shuntmotor, er i rapporten gennemanalyseret og de dynamiske konstanter er kortlagt. Dette har været en nødvendighed, da der ikke forefindes datablad på maskinen. Generatoren derimod, er beskrevet med fokus på drift af generatoranlæg samt test med belastninger af aktive – og reaktive effekter.

Det færdige system er i stand til at indregulere anlægget automatisk, koble på net og levere en aktiv effekt på 2,2 kW. De i kravspecifikationen opstillede krav til spændingskvalitet jævnfør DEFU Rekommandation er overholdt. Anlæggets opstartstid, inden der kan kobles til nettet, er ved forsøg målt og aflæst til 27 sekunder.

De beregninger og antagelser, der er foretaget i løbet af projektperioden, er så vidt muligt dokumenteret med laboratoriemålinger og simuleringer i Matlab/Simulink eller Orcad P-Spice. Ved projektets afslutning har det ikke været muligt at simulere det samlede anlæg i Matlab/Simulink.

I henhold til projektafgrænsningen, og ved at se bort fra simulering af det komplette anlæg, konkluderes det hermed, at projektets formål er opnået!  
Odense den 16. december 2003.

Jesper L. Hansen: \_\_\_\_\_

Martin H. Larsen: \_\_\_\_\_

Henrik L. Poulsen: \_\_\_\_\_

Søren B. Kvorning: \_\_\_\_\_

Flemming Bertelsen: \_\_\_\_\_

Daniel Sigurbjörnsson: \_\_\_\_\_

## 15 Perspektivering

Til eventuelle videre undersøgelser fremlægges her nogle ideer, der helt sikkert vil være relevante at undersøge nærmere. Her nævnes de tanker og ideer, der er opstået i løbet af projektperioden, men som ikke er gennemarbejdet. De fejl og mangler, der er konstateret ved de afsluttende tests, er naturligvis et godt udgangspunkt for videre undersøgelser.

Effektelektronikken kan optimeres ved at anvende en optokobler til galvanisk adskillelse, der kan håndtere en højere switchfrekvens end de 5 kHz, der er anvendt i dette projekt. Med hensyn til den kraftige varmeafsætning i broen, vil det med stor sandsynlighed, være en god ide, at arbejde videre med ideen om at sætte en induktans i serie med servomotoren til regulering af magnetiseringsstrømmen. Motorens induktans er meget lille, og da der er en mistanke til, at varmeafsætningen skyldes en rippelstrøm, vil det helt eller delvis afhjælpe problematikken. Efter montage af printene er der anvendt en del tid på fejlfinding. Denne tid kan minimeres, ved for eksempel at indsætte en lus imellem delkredsene for at muliggøre fejlfinding på en kreds af gangen.

Med henblik på simulering og yderligere beregninger, vil det være nødvendigt at kortlægge generatorens konstanter i samme grad, som det er foretaget med DC drivmotoren. Generatoren er en meget kompliceret maskine, da den har udprægede poler og vil derfor kræve store ressourcer. Det vil også være en mulighed at undersøge andre typer drivmaskiner med finere reguleringsmuligheder for et eventuelt bedre resultat.

Den programmerede regulering vil helt sikkert være muligt at optimere, for eksempel med den omtalte PI regulator. En anden oplagt forbedring af systemet kan være at arbejde med sikring af anlægget. Med det menes, at sikre anlægget, hvis for eksempel enkoderen eller måletransducerne får en defekt.

I det hele taget er sikkerhed et nedprioriteret emne i rapporten. I tilfælde af drift vil en dimensionering af blandt andet koblingsudstyr i henhold til Stærkstrømsbekendtgørelsen være nødvendig.

Økonomiske optimeringer er selvfølgelig en vigtig del af et udviklingsprojekt, specielt med henblik på masseproduktion. I dette tilfælde er det dog lidt irrelevant, da gruppens vurdering er, at en drift af det behandlede anlæg ikke er realistisk.

# 16      **Symbolliste**

Symbol	Beskrivelse (sidedetal)	Symbol	Beskrivelse (sidedetal)
A, B	Udgangspotentialepunkter two leg konverter (13)	$E_f$	Generatorens inducerede spænding(23)
A1	Variabel for dutycycle til A1 (73)	$E_{f1}, E_{f2}, E_{f3}$	Generatorens inducerede spændinger (63)
A2	Variabel for dutycycle til A2 (73)	F	Kraft (53)
A3	Variabel for dutycycle til A3 (73)	$F_B$	Den resulterende kraft (53)
ADC0	AD konverter indgang (Aflæsning af spænding) (73)	$f_e$	Elektrisk frekvens (61)
ADC1	AD konverter indgang (Aflæsning af strøm) (73))	$f_s$	Switch frekvens (17)
$a_j$	Vinkel acceleration (60)	Hi	Logisk høj (14)
ax0	Aritmetisk/logiske regneoperationer (73)	HI, LO	High/Lowside switch på H-bro (13)
ax1	Aritmetisk/logiske regneoperationer (73)	i	Strøm produceret af generator (34)
ay0	Aritmetisk/logiske regneoperationer (73)	$i_a$	Ankerstrøm (17)
ay1	Aritmetisk/logiske regneoperationer (73)	$I_a$	DC rippel komponent ankerstrøm (17)
b	Motorens viskose dæmpning (20)	$i_a$	Strøm gennem anker på DC motor (19)
B	Magnetisk felt styrke (52)	$I_a$	Laplace transformererede af $i_a$ (20)
$B_{av}$	Gennemsnitlig fluxtæthed (53)	$I_A$	Armaturspænding generator (23)
$b_G$	Generatorens viskose dæmpning (24)	$I_a$	Gennemsnitlig strøm (53)
$C_1$	Kondensator for udglatning (8)	$i_a, i_b, i_c$	Fasestrømme (8)
C1	Afkoblingskondensator for driver (15)	$I_{a^{rated}}$	Generatorens mærkestrøm (67)
C2, C3	Kondensatorer på driverens udgangsside(15)	$I_{A1}, I_{A2}, I_{A3}$	Generatorens producerede fase strømme(63)
C4	Kondensator til at opretholde bro spænding (15)	$I_{anslået}$	Anslået strømforbrug, ensretter (10)
CB0	Indikering regulering af A1 færdig (73)	$I_B$	Forstærkerens basestrøm (49)
CB1	Indikering opregulering af A1 færdig (73)	$I_{ba}$	Generatorens kortslutningsstrøm når $I_{f(sc)}=I_{f(oc)}$ (67)
CB13	Indikering nedregulering af A1 færdig (73)	$I_{CESat}$	Collector/emitter mætningsstrøm (49)
CB14	Indikering nedregulering af færdig (73)	$I_d$	Udgangsstrøm ensretter (8)
CB2	Indikering opregulering af A2 færdig (73)	$i_f$	Strøm i DC motorens feltvikling (19)
CB3	Indikering net er tilkoblet (73)	$I_f$	Laplace transformererede af $i_f$ (20)
D	Duty-cycle (13)	$i_f$	Strøm i feltvikling (54)
D1 -D6	Diøder i ensretter (8)	$i_r$	AC rippel komponent ankerstrøm(17)
DGND	Digital ground på DSP (14)	J	Inertimoment ved rotation (19)
Digi <sub>spænding</sub>	Digitalt tal omsat i AD konverter via input fra spændingstransducer (34)	$J_G$	Generatorens inertimoment(24)
Digi <sub>strøm</sub>	Digitalt tal omsat i AD konverter via input fra strømtransducer (34)	$J_K$	Koblingens inertimoment (24)
$E_a$	Motorens modelektromotoriske kraft (12)	$J_m$	Inertimoment for motor (20)
$E_{airgab\ line}$	Den lineære del af OC kurven ved generator test (67)	K	Motor konstant (58)
$E_{ar}$	Armatur reaktionsspænding(62)	$K_d$	Distributionsfaktor (61)
$E_{da}$	Punkt på $E_{airgab\ line}$ ved $I_{f(oc)}$ ved $V_r^{rated}$ generator test(67)	$K_p$	Pitch faktor (61)
$K_t$	Motorkonstant (21)	PWM	Pulse Width modulation (13)

$K_t$	Motorkonstant indeholdende flux (52)	q	Partikel ladning (53)
l	Længde af leder (52)	r	Ankerets radius til omdrejningspunktet (53)
L1	Belastningsinduktans (10)	R1, R2	Dimensionerede modstande, forstærker (15)
L1, L2, L3	Spændingsforsyninger ensretter(8)	R1, R2	Modstande anvendt til forstærker (49)
L <sub>a</sub>	Servomotorens anker induktans (12)	R1, R2, R3	Nødvendige simuleringsmodstande (10)
L <sub>a</sub>	DC motorens anker induktans (19)	R1,R2	Modstande for optokobler (14)
L <sub>af</sub>	Motorens genside induktans(19)	R1,R2	Modstande anvendt i optokobler kredsløb (50)
L <sub>af-sim</sub>	Gensidig induktans anvendt ved simulering (20)	R4	Belastningsmodstand (10)
L <sub>f</sub>	Induktans i DC motorens feltvikling (19)	R <sub>a</sub>	Servomotorens anker modstand (12)
L <sub>F</sub>	Generatorens felt induktans(63)	r <sub>a</sub>	DC motorens ankermodstand (19)
L <sub>o</sub>	Logisk lav (14)	R <sub>A</sub>	Generatorens anker modstand (23)
M	Startmoment (72)	R <sub>adj</sub>	Justerbar armatur modstand i generatorens felt(63)
M_HI	Mosfet HI-side(15)	R <sub>aG</sub>	Armatormodstand generator (62)
M_LO	Mosfet LOW-side(15)	r <sub>f</sub>	Modstand i DC motorens feltvikling(19)
M <sub>G</sub>	Mekanisk start moment for potmeter for finregulering (72)	R <sub>F</sub>	Generatorens felt modstand(63)
n	Transformer omsætningsforhold (7)	R <sub>g</sub>	Gate modstand mosfet (15)
N <sub>a</sub>	Antal vindinger på armaturet (54)	R <sub>L</sub>	Ohmsk belastning ensretter (10)
N <sub>d</sub>	Antal viklinger · antal vindinger på hver enkelt vikling (61)	RPM	akselens omdrejninger pr minut (32)
N <sub>f</sub>	Antal vindinger på feltvikling (54)	s	Strækning (54)
n <sub>m</sub>	Hastighed på drivmaskine (61)	Servomotor A1	Servomotor der regulerer ankerspænding på drivmotor (10)
Out	Udgangssignal optokobler (14)	Servomotor A2	Servomotor, regulerer feltspænding på drivmotor (10)
p	Antal poler (61)	Servomotor A3	Servomotor, regulerer generator magnetiseringspænding (10)
P <sub>0</sub>	Tomgangs effekt (5)	T	Periode tid (13)
P <sub>G</sub>	Generatorens udviklede effekt (23)	T1 – T4	Konverter switch (12)
PIO0	(Indgang på DSP) Start/stop (73)	T1 - T6	Thyristorer i ensretter (8)
PIO1	Indgang på DSP (Ø-drift on/off) (73)	T <sub>e</sub>	Elektrisk udviklet moment (23)
PIO10/Q2	Kontaktor, drift på net (73)	T <sub>ip</sub>	Periode tid mellem interrupts (32)
PIO11/Q0	Kontaktor, forsyningspændinger (Ikke anvendt) (73)	T <sub>L</sub>	Påtrykt belastning(22)
PIO2	Indgang på DSP (Net on/off) (73)	t <sub>R</sub>	Mulig koblingstid (68)
PIO4	Indgang på DSP (Signal fra synkronoskop) (73)	Turn <sub>off</sub>	Tidsinterval hvor udgangssignalet er lav (13)
PIO9/Q1	Kontaktor, Ø-drift (73)	Turn <sub>on</sub>	Tidsinterval hvor udgangssignalet er høj (13)
P <sub>ip</sub>	antal talte kanter i en interruptperiode (32)	U <sub>a</sub>	Spænding over DC motorens anker (18)
P <sub>max</sub>	Fuldlast effekt (5)	U <sub>d</sub> <sup>+</sup> , U <sub>d</sub> <sup>-</sup>	Spændingsniveauer ensretter (8)
P <sub>RPM</sub>	Antal kanter talte kanter per omgang(32)	U <sub>ens</sub>	Output spænding trefaset ensretterbro (9)
PULS_CNT	Indeholder antal talte kanter pr EIU loop timer interrupt (73)	U <sub>ens</sub>	Output spænding trefaset ensretterbro (9)
U <sub>f</sub>	Felt spænding DC motor(18)	V <sub>ff</sub>	Generatorens klemspænding (61)
U <sub>L1-L2</sub>	Liniespænding mellem generatorfaser(34)	W	Energi (54)

$U_N$	Net spænding (7)	$W_m$	Mekanisk Energi (54)
$U_{pri, RMS, linje}$	Primær RMS linjespændingsværdi på transformere (9)	$W_r$	Energi i et roterende system (54)
$U_{primær}$	Primær spænding transformere (7)	$X_{al}$	Spredningsreaktans (62)
$U_{ripple, \%}$	Rippelspænding i % (10)	$X_s$	Synkronreaktansen (23)
$U_{ripple, sek}$	Rippelspænding på sekundærside (10)	$X_{s-umættet}$	Umættet synkronreaktans (67)
$U_{sek, RMS, fase}$	Sekundær RMS fasespændingsværdi på transformere (9)	$Z$	Impedans (56)
$U_{sek, RMS, linje}$	Sekundær RMS linjespændingsværdi på transformere (9)	$Z_s$	Synkron impedans (53)
$U_{sek, fase}$	Sekundær fasespænding transformere (8)	$Z_{s-umættet}$	Den mættede synkron impedans (67)
$U_{sek, peak linje}$	Peak ripple værdi på sekundær linjespænding (10)	$\beta$	Forstærkningsfaktor (49)
$U_{sek, peak, fase}$	Peak ripple værdi sekundær fasespænding (9)	$d$	Polhjulsvinkel (23)
$U_{sekundær}$	Sekundær spænding transformere (7)	$? f$	Frekvensvindue (67)
$v$	Hastighed feltlinier overskæres med (52)	$? i_{p-p, RMS}$	AC ripple strøm gennem mosfet (17)
$V1, V2, V3$	Fasespændinger (8)	$? U_{max}$	Maksimum værdi for synkronoskopets spændingsvindue (68)
$V_{AN}$	Spænding mellem A og nul (48)	$? U_{min}$	Minimum værdi for synkronoskopets spændingsvindue (68)
$V_{BE}$	Base/emitter spænding BC547 (49)	$? f$	Fasevindue (68)
$V_{BN}$	Spændingen mellem B og nul (48)	$? f_{max}$	Maksimal positiv fase forskel mellem net og generator (68)
$V_{CESat}$	Collector/emitter mætningspænding (49)	$? f_{min}$	Maksimal negativ fase forskel mellem net og generator (68)
$V_F$	Generatorens magnetiseringspænding (63)	$e$	Modelektromotoriske kraft (52)
$V_{in}$	Input signal der skal forstærkes (49)	$e_m$	Modelektromotoriske kraft DC motor (52)
$V_{in}$	Transducer signal før ensretning (69)	$?$	Omdrejnings retning (19)
$V_{kon}$	Kontrolspænding (48)	$t_e$	DC motorens udviklede moment (19)
$V_{out}$	Udgangssignal på H-bro (13)	$t_G$	Generatorens elektriske udviklede moment (23)
$v_{out}$	Pulssignal fra PWM (13)	$t_{in}$	Bremsende moment, der er aktiv ved acceleration (19)
$V_{out}$	Outputspænding fra effektelektronik (27)	$t_{inG}$	Generatorens moment (24)
$V_{out}$	Outputspænding fra transducere (34)	$t_{inK}$	Koblings moment (24)
$v_q$	Partikel hastighed (53)	$t_L$	Belastning påført DC motoren (19)
$v_r$	AC ripple komponent ankerspænding (17)	$t_{visk}$	Det viskose moment, repræsenterer friktionsmomentet (19)
$V_t$	Spændingsforsyning til konverterleg (12)	$t_{viskG}$	Generatorens viskose moment (24)
$v_t$	Ankerspænding (17)	$F$	Vinkel mellem strøm og spænding (23)
$V_t$	DC ripple komponent ankerspænding (17)	$F_{al}$	Lækflux (62)
$V_{t- "rated"}$	Generatorens mærkespænding (67)	$F_{ar}$	Amerturreaktionsflux (62)
$V_{trek}$	Trekantet spændingssignal (48)	$f_f$	Feltfluxen (62)
$V_{F1}, V_{F2}, V_{F1}$	Generatorens klemspændinger (63)	$F_f$	Feltets flux (62)
$V_{ff}$	Samlet induceret spænding (23)	$? p$	Magnetisk flux per pol (54)
$?$	Vinkelfrekvens (11)	$? j$	Vinkelhastighed (60)
$?_{AC}$	Påtrykt AC vinkel frekvens (56)	$?$	Magnetisk reluktans (54)
$?_G$	Generatorens vinkelhastighed (23)	$?_m$	Motorens magnetiske reluktans (54)

# 17 Litteraturliste

Bog nr.	Titel	Forfatter	Udgivet af:	Årstal/ Udgave/ Oplag	ISBN
1	Microelectronics Circuits	Sedra, Smith	Oxford University	1998/4./1.	0-19-511690-9
2	Fundamentals of Electric Circuits	Alexander, Sadiku	McGraw-Hill Higher Education	1999/1.1.	0-07-116042-6
3	Physics for Scientists and Engineers	Fishbane, Gasiorowicz, Thornton	Prentice-Hall	1996/2./-	0-13-231176-3
4	Reguleringsteknik	Jannerup, Sørensen	Polyteknisk Forlag	2000/2./1.	87-5020826-8
5	Systemanalyse og simulering	Heilmann	Heilmanns Forlag	2003/2./-	87-9060309-5
6	Praktisk regulering og instrumentering	Heilmann	Heilmanns Forlag	2002/5./-	87-9060308-5
7	Solid-State Power Conversion Handbook	Tarter	John Wiley & Sons	1993/-/-	0-471-57243-8
8	Elektriske maskiner	Petersen	Bogfondens Forlag	2000/3./2.	87-7463255-8
9	Principles of Electric Machines and Power Electronics	Sen	John Wiley & Sons	2000/2./-	0-471-02295-0
10	Electric Machines and Transformers	McPherson, Laramore	John Wiley & Sons	1990/2./-	0-471-51734-8
11	Electromechanical Motion Devices	Krause, Wasynczuk	McGraw-Hill	1989/-/-	0-07-100513-7
12	Roterende elektriske maskiner, Stationær drift	Drønen	Danmarks Ingeniørakademi	1980	Modul nr. 4641
13	Kompendium i metode og Projektarbejde	Den kgl. Veterinær- og Landbohøjskole	DSR Forlag	2001/11./-	-
14	Electromechanical Systems, Electric Machines and Appl.	Lyshevski	CRC-Press LLC	2000/-/-	0-84932275-8
15	Electric Machinery Fundamentals	Chapman	McGraw-Hill	1991/-/-	0-07100971-8
16	Power Electronics	Mohan, Undeland, Robbins	John Wiley & Sons	2003/-/-	0-47142908-2
17	Introduction to Signal Processing	Orfanidis	Prentice-Hall	1996/-/-	0-13209172-0
18	Control Engineering	Wilkie, Johnson, Katebi	Palgrave	2002/-/-	0-33377129-X
19	Electrical Machines, Drives and Power Systems	Wildi	Prentice-Hall	2000/4./-	0-13082460-7
20	Advanced Engineering Mathematics	Kreyszig	John Wiley & Sons	1999/8./-	0-471-33328-X
21	Kompendium: Effektelektronik – Netensrettere	Moth	Ingeniørhøjskolen Odense Teknikum	Marts 98	-
22	ADSP-2100 Family User's Manual	Analog Devices	Analog Devices	1995/3./-	-
23	ADSP-2100 Family Assembler Tools & Simulator Manual	Analog Devices	Analog Devices	1994/4./-	-
24	DEFU-Rekommandation	DEFU	DEFU	Feb. 1995	-

### Web liste

Adr. nr.	Adresse	Besøgsdato
1	<a href="http://www.analog.com">www.analog.com</a>	Løbende i projektperioden
2	<a href="http://kom.auc.dk">http://kom.auc.dk</a>	01/11-2003
3	<a href="http://www.deif.com">www.deif.com</a>	Løbende i projektperioden
4	<a href="http://www.taehwatrans.com">www.taehwatrans.com</a>	Løbende i projektperioden
5	<a href="http://www.mclennan.co.uk">www.mclennan.co.uk</a>	Løbende i projektperioden
6	<a href="http://www.rs-components.com">www.rs-components.com</a>	Løbende i projektperioden
7	<a href="http://www.onsemi.com">www.onsemi.com</a>	10/10-2003
8	<a href="http://www.motorola.com">www.motorola.com</a>	Løbende i projektperioden
9	<a href="http://www.irf.com">www.irf.com</a>	Løbende i projektperioden

# 18 Tidsplan

Ansvarsh.	Måned	September														Oktober														November														December																					
		36				37				38				39				40				41				42				43				44				45				46				47				48				49				50				51			
		M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T	O	F	W	M	T												
Alle	Problemanalyse	[Green]																																																															
Alle	Kravspecifikation															[Green]																																																	
Alle	Planlægningsfasen															[Green]																																																	
Alle	Problemløsningen															[Green]																																																	
JLH	Transformator/ensretter															[Green]														[Green]																																			
FB	DSP															[Green]														[Green]														[Green]																					
SBK	Effektelektronik															[Green]														[Green]														[Green]																					
MHL	Teori for synkrongenerator															[Green]														[Green]																																			
DS	Driftsmetoder af synkrongenerator																													[Green]														[Green]																					
MHL	Teori for drivmotor																													[Green]														[Green]																					
HLP/DS	Målekredse/Simulering	[Green]														[Green]														[Green]														[Green]																					
Alle	Test og måling																																											[Green]																					
Alle	Opsamling og færdiggørelse af dokumenter																																											[Green]																					
Alle	Konklusion																																											[Green]																					
Alle	Aflevering af rapport																																											[Green]																					

PROJEKTERET TID  
 ANVENDT TID

SK = Søren Kvorning    HLP = Henrik Lundsby Poulsen    FB = Flemming Bertelsen    Alle = Alle i gruppen har deltaget  
 ML = Martin Larsen    JLH = Jesper Lund Hansen    DS = Daniel Sigurbjörnsson

## 19 Appendiks

### 19.1 A -Kontrol af ensretter

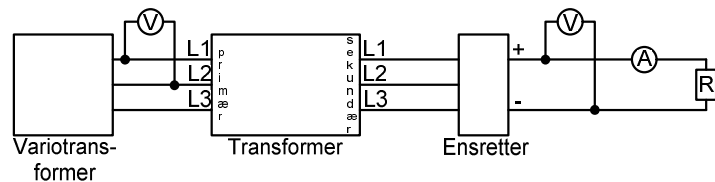
#### Indledning:

Ved hjælp af nedenstående forsøgsopstilling kontrolleres det konstruerede ensretter-kredsløb og beregnede værdier for primær - og sekundærspændingen på transformeren. Simulering i P-Spice har givet ét resultat for jævnspændingens rippel, og dette forsøg skal gerne verificere resultatet.

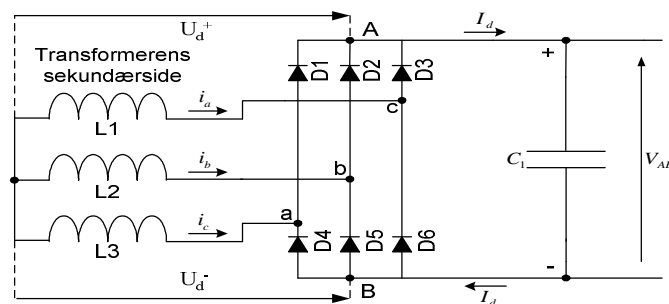
#### Måling og beregning:

Forsøgsopstillingen ses på

Figur 42, og forsøget er foretaget således, at der er skruet op for variotransformerer, der forsyner primærsiden af transformeren (denne er koblet Y-y), indtil den ønskede spænding er opnået på ensretterbroen. Derpå aflæses måleinstrumenterne for at kontrollere, om beregnede værdier stemmer overens med fysiske. Derudover er der benyttet et digitalt oscilloskop, således det er muligt at optage to kurver for spændingerne  $U_d^+$  og  $U_d^-$ , som kan ses på Figur 44. Med instrumentet er det muligt at trække de to kurver fra hinanden og dermed få rippelspændingen. På Figur 44 ses rippelspændingen, og i Tabel 5 ses målte og beregnede værdier for strøm og spænding:



Figur 42: Forsøgsopstilling til kontrol af ensretter.



Figur 43: Ensretterkoblingen der måles på.

Det er muligt at udregne spændingen på sekundærsiden af transformeren og dermed også på primærsiden. Den benyttede ensretter danner en jævnspænding, der kan beregnes ved hjælp af formlen:  $U_{ens} \approx 2,34 \cdot U_{sek, fase}$ .  $U_{ens}$  er kendetegnet ved de 24 V. Spændingsfaldet over de benyttede dioder skal lægges til  $U_{ens}$ , og ved ligning (3-2) beregnes RMS værdien af sekundærspændingen ( $U_{sek, RMS, fase}$ ) på transformeren:

$$U_{sek, RMS, fase} \approx \frac{25,8}{2,34} \approx 11,03V \quad U_{sek, peak, fase} \approx 15,59V$$

Da der ønskes linjespændinger, fås nu, at  $U_{sek, RMS, linje} \approx \sqrt{3} \cdot 11,03 \approx 19,10V$ .

Omsætningsforholdet  $n$  for transformeren er 0,56, ligning (3-3) anvendes, og  $U_{pri, RMS, linje}$

$$\text{beregnes: } U_{pri, RMS, linje} \approx \frac{U_{sek, RMS, linje}}{n} \approx \frac{19,10}{0,56} \approx 34,10V$$

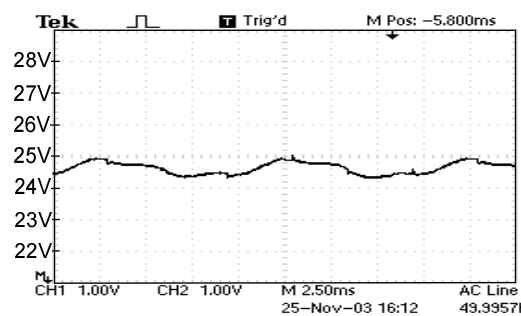
Hvis det benyttede ensretterkredsløb skal levere 24 VDC, skal variotransformerer altså indstilles på en linjespænding på 34,10 VAC.

$U_{\text{pri,RMS,linje}}$ beregnet	$U_{\text{pri,RMS,linje}}$ målt	$U_{\text{ens}}$ ønsket	$U_{\text{ens}}$ målt	$I_{\text{anslået}}$	$I$ målt
34,10 V	36,0 V	24 V	24,05 V	1,2 A	1,15 A
<b>Tabel 5</b>					

Der er benyttet en variabel effektmodstand, som er indstillet på 23  $\Omega$ . I beregningerne er denne størrelse fundet til 22,51  $\Omega$ . Til beregning er der anvendt formel (3-6):

$$R_L = \frac{U_{\text{sek,peak,linje}}}{I_{\text{anslået}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 19,10}{1,2} = 22,51 \Omega$$

Som det ses, er der fin overensstemmelse mellem beregnede og målte værdier. Spændingen på primærsiden er en smule højere, og samtidig er strømmen en smule lavere. Forskellen kan ligge i, at der er en lille forskel i modstanden.



**Figur 44: Rippelspændingen målt med oscilloskopet.**

### Konklusion:

Laboratorieforsøg har vist, at diodebroen med kondensator leverer spændingen med en ripple, der ligger under de fastsatte værdier i kravspecifikationen. Spændingen er dog en smule højere end de ønskede 24 V. Dette kan skyldes, at den anslåede værdi for belastningsstrømmen er forkert, hvilket kan bevirke, at dioderne får et lavere ledespændingsfald. Den fremkomne ripple er som skrevet under kravspecifikationen. På Figur 44 kan det ses, at rippleen har størrelsen 0,8 V.

Derudover er de beregnede spændinger for transformeren meget tæt på de værdier, som kan måles, når broen benyttes med den anslåede strømværdi. Spændingen på primærsiden af transformeren er beregnet til 34,10 V, og den målte værdi er på 36 V, se afsnit 19.1. Det kan derfor konkluderes, at ensretterkredsløbet virker efter hensigten.

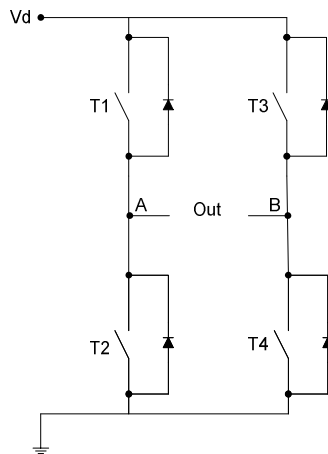
### Anvendte instrumenter:

Anvendt som	Mærket
Effektmodstand	EST 676-38J
Amperemeter	AEG, EST 793-38A
Voltmeter	AEG, EST442-38A
Voltmeter	Kenwood DL92, E11044
Variotransformer	Lübcke R66-250-H, EST620
Transformer	EST 836-38
Oscilloskop	Tektronix TDS 1002, TDS 1002-5
<b>Tabel 6</b>	

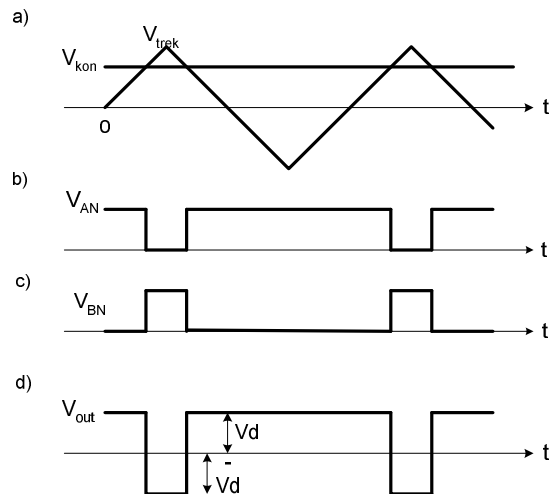
## 19.2 B -Bipolar kontra unipolar junction

### Bipolar junction:

Ved bipolar junction af en H-bro switcher (T1, T4) og (T2, T3) sammen som switchpar. De to par switcher modsat hinanden. Det vil sige: Når det ene par er "on", er det andet "off", se Figur 46. Det følgende viser et eksempel på bipolar drift, hvor switchsignalet er genereret af en sammenligning mellem et trekantsignal ( $V_{trek}$ ) og en kontrolspænding ( $V_{kon}$ ) Se Figur 45a. På Figur 45 ses desuden switchsignalet, spændingen mellem A og nul ( $V_{AN}$ ), B og nul ( $V_{BN}$ ) samt  $V_{OUT}$ .



Figur 46: H-bro



Figur 45: T1 og T4 er on, når  $V_{kon} > V_{trek}$ , mens T2 og T3 er off. a) switchsignal b)  $V_{AN}$  c)  $V_{BN}$  d)  $V_{out}$

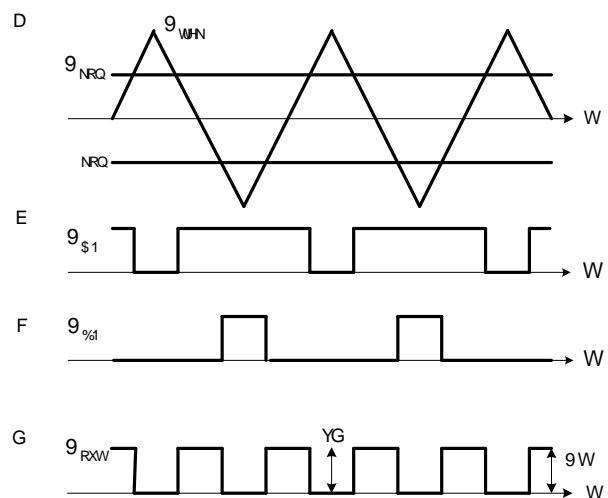
### Unipolar junction:

Ved unipolar junction switcher det enkelte "leg" uafhængigt af det andet. Når T1 er on, er T2 off og tilsvarende for T3 og T4, se Figur 46.

Det unipolare switchsignal kan genereres ved at sammenligne et trekantsignal ( $V_{trek}$ ) med to kontrolspændinger ( $\pm V_{kon}$ ), se Figur 47. Ligesom i forrige afsnit kan  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  og  $V_{out}$  ses.

### Konklusion:

I begge tilfælde er det middelværdien af udgangssignalet, der udgør DC-værdien. Det ses tydeligt, at unipolar switching, giver det bedste udgangssignal. Den effektive switchfrekvens er fordoblet, og det resulterer i en mindre rippel.



Figur 47: Når  $V_{kon} > V_{trek}$  er: (T1) on og (T2) off. Når  $-V_{kon} > V_{trek}$  er: (T3) on og (T4) off. a) switchsignaler b)  $V_{AN}$  c)  $V_{BN}$  d)  $V_{out}$

## 19.3 C –Forstærker

### Indledning:

Dette appendiks omhandler dimensioneringen af den anvendte forstærkerkobling med en BC547 transistor virkende som switch.

### Dimensionering af forstærkeren:

Databladsplysninger for en BC547:  $V_{CEsat} = 0,25 \text{ V}$ ,  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$  og  $\beta = 290$

Indgangssignalet, når transistoren skal drives i mætning, er 5 V. Grundet det ønskede spændingsniveau efter forstærkeren er forsyningsspændingen valgt til 15 V.

For at have en fast værdi at gå ud fra er modstanden R1 valgt til 1 k $\Omega$ . Derudfra er R2 dimensioneret.

Med disse oplysninger kan  $I_{Csat}$  beregnes:

$$I_{Csat} \approx \frac{15 - V_{CEsat}}{R1} \approx \frac{15 - 0,25}{1000} \approx 14,8 \text{ mA} \quad (19-1)$$

Herefter kan  $I_B$  bestemmes:

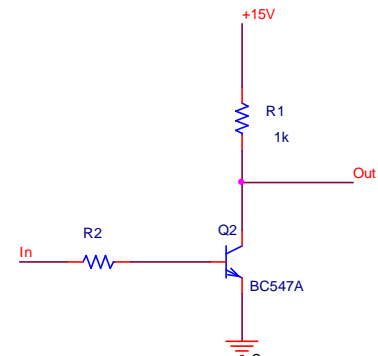
$$I_B \approx \frac{I_{Csat}}{\beta} \approx \frac{14,8}{290} \approx 50,9 \mu\text{A} \quad (19-2)$$

For at sikre at transistoren er i mætning ganges en faktor 10 på  $I_B$  i formel (19-3) til beregning af R2. Faktoren er valgt ud fra følgende kurve, der stammer fra Motorolas datablad over en BC547, se Figur 49. R2 bliver herefter:

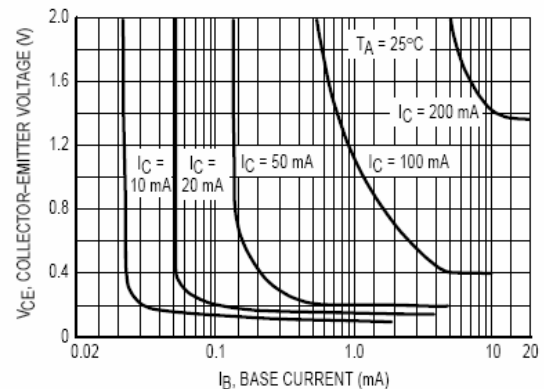
$$R2 \approx \frac{V_{in} - V_{BE}}{I_B \cdot 10} \approx \frac{5 - 0,7}{50,9 \cdot 10} \approx 8,4 \text{ k}\Omega \quad (19-3)$$

### Konklusion:

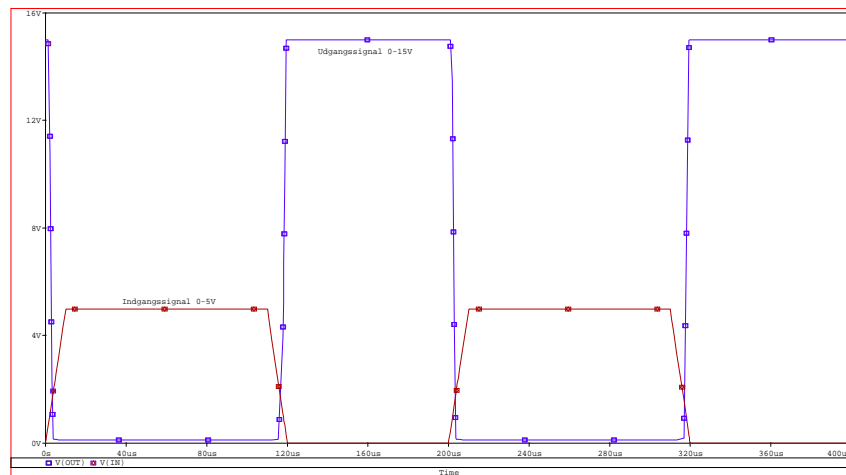
Forstærkerkoblingen er simuleret i P-Spice og afprøvet ved den færdige test af det samlede system. Det kan i begge tilfælde konkluderes, at koblingen virker efter hensigten, se Figur 50. Da der ingen feedback er i koblingen, vil den altid være stabil, og der er derfor ikke udført yderlige test eller beregninger angående stabilitet.



Figur 48: BC547 forstærker kobling



Figur 49:  $I_{Csat}$  er ca 15 mA og  $V_{CE} = 0,25 \text{ V}$ . Det er jævnt over kurven i kanten af mætningsområdet, derfor ganges en faktor 10 på  $I_B$ . Kurven er fra Motorolas BC547 datablad.



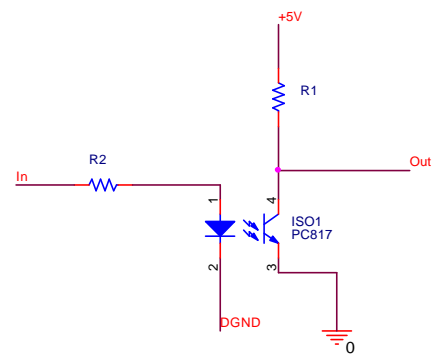
**Figur 50: Forstærker koblet BC547, simuleret med en pulsgiver som indgang. 180° faseforskydningen ses tydeligt på udgangskurven. Ved høj indgang er udgangen lav og vice versa. Rød symboliserer indgangen til forstærkeren. Blå viser udgangen.**

### 19.4 D -Optokobler

**Indledning:**

Formål med forsøget er at afgøre, om optokobler type PC817 er hurtig og effektiv nok til at udgøre den galvaniske adskillelse i signalvejen mellem DSP'en og den analoge konverterkreds. Det vil sige undersøge risetime, falltime samt udgangsspændinger på en type PC817 optokobler. Diagram over PC817 optokobler jævnfør datablad. DSP'ens PWM udgang tilsluttes in terminalen, og digiground tilsluttes DGND. På out tilsluttes et oscilloskop.

Med oscilloskopet kan udgangsspændingen måles. Spændingen er målt ved forskellige modstandsværdier for R<sub>1</sub>, og de målte værdier er indført i et skema. Ifølge databladet kan R<sub>1</sub> ikke være mindre end 100 O, og responstiden stiger lineært fra 5 µs til 100 µs ved at ændre R<sub>1</sub> fra 100 O til 10 kO. Derfor er der forsøgt med R<sub>1</sub>= 100 O, 200 O og 300 O. Strømmen igennem R<sub>2</sub> må ikke overstige 50 mA. Med en udgang fra DSP'en på max 5 V, vil en modstand omkring 200 O give en strøm på ca 25 mA. Derfor er R<sub>2</sub> valgt til 200 O.



**Figur 51: Diagram over optokobler.**

Modstand R1 [O]	Indgangsspænding [V]	Udgangsspænding [V]
100	HI = 5 / LO = 0	HI = 5 / LO = 2,7
300	HI = 4,8 / LO = 0,2	HI = 5 / LO = 0,4
350	HI = 4,5 / LO = 0,3	HI = 5 / LO = 0,3

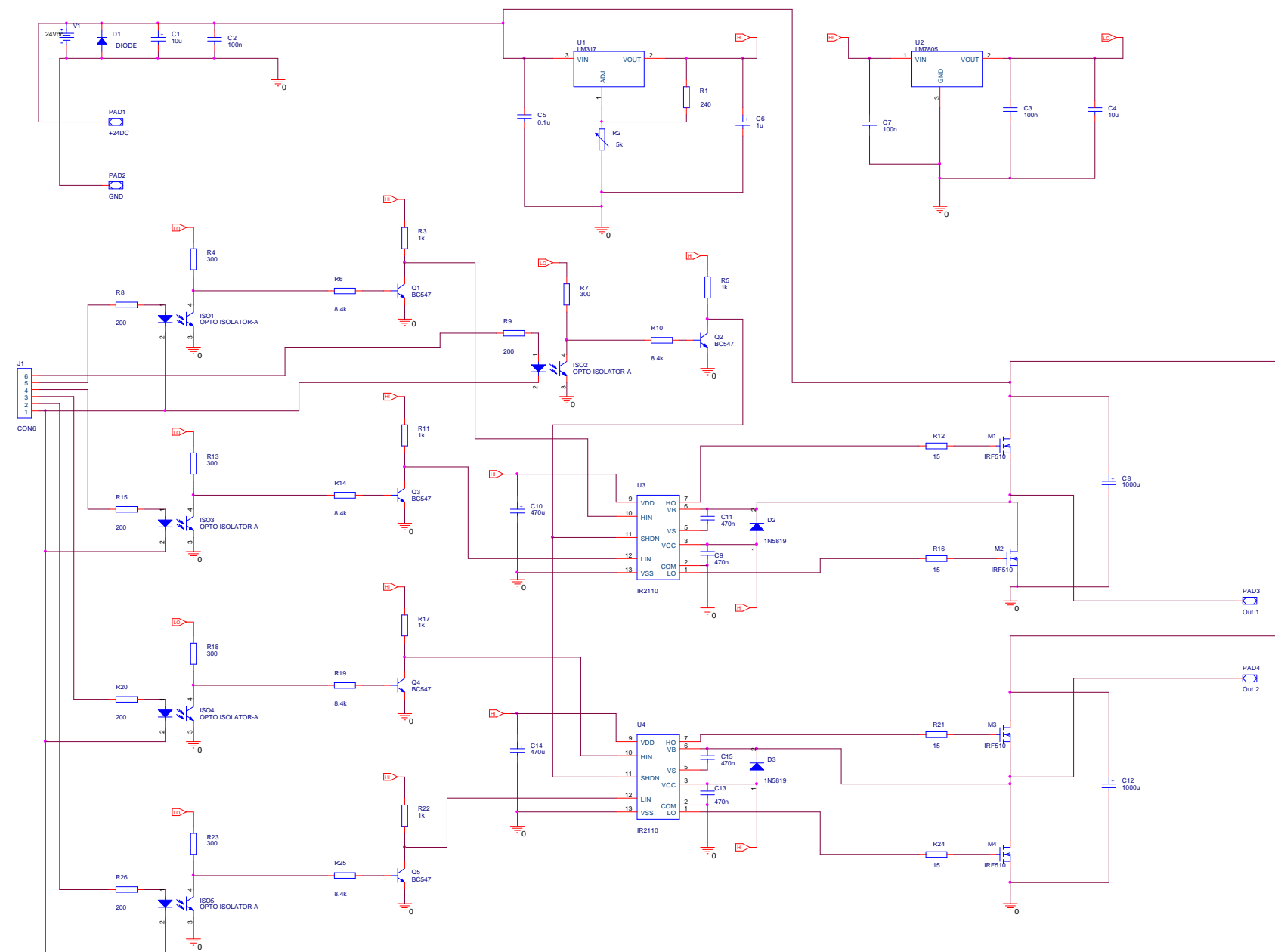
**Tabel 7**

Type	F Nr.
Oscilloskop	4501
<b>Tabel 8</b>	

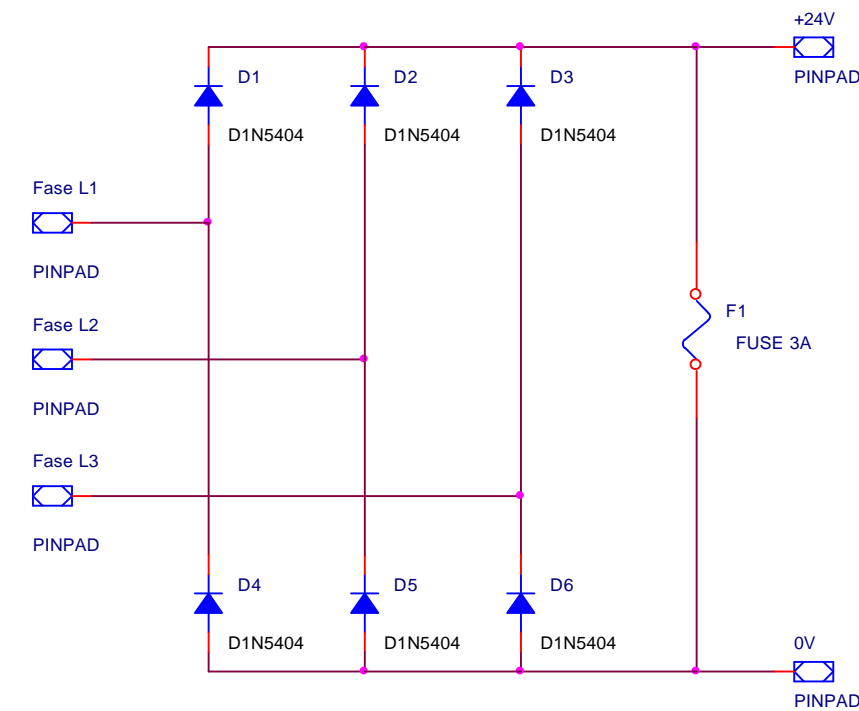
**Konklusion:**

Alle ovennævnte målinger er udført med en switchfrekvens på 1, 5 og 10 kHz, og det er konkluderet, at udgangssignalet til formålet, med hensyn til risetime, er acceptabelt til og med 5kHz med en modstand R<sub>1</sub>= 300 O. Dog skal det her nævnes, at udgangssignalet er inverteret i forhold til indgangssignalet. Det er konkluderet, at forsøgets formål er opnået, og at dette forsøg danner baggrund for valg af modstande og switchfrekvens.

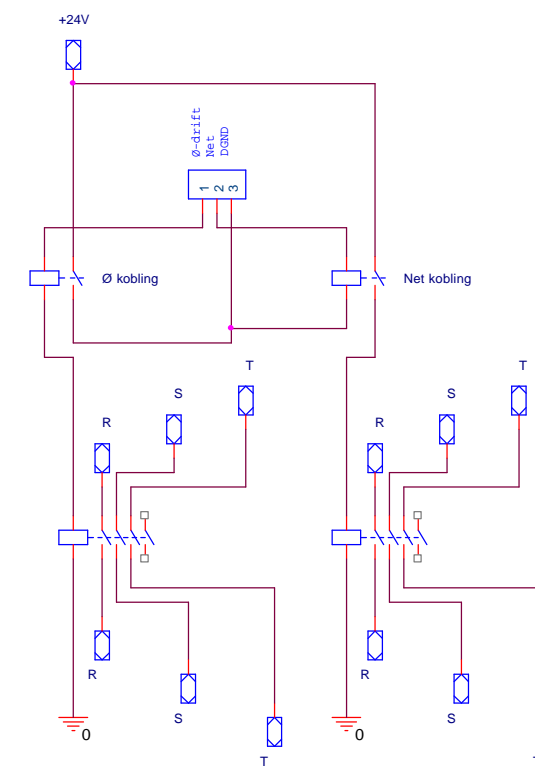
19.5 E –Elektronik diagrammer



Figur 52: Samlet diagram for effektelektronikken til styring af DC servomotor. Diagrammet er desuden anvendt ved printudlæg.



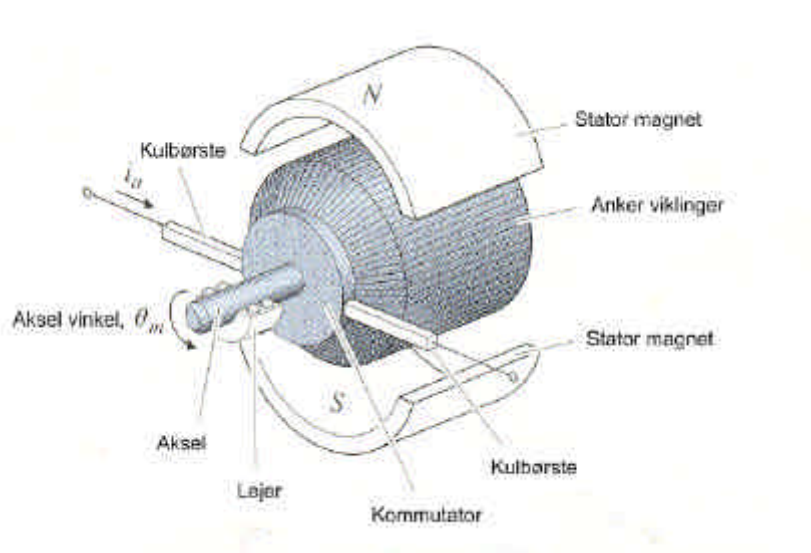
Figur 54: Samlet elektronik for den anvendte ensretter. Diagrammet er desuden anvendt ved printudlæg.



Figur 53: Diagram over hovedstrømskredsen til indkobling af de forskellige driftsformer.

### 19.6 F –DC motor

En DC motor benytter elektromagnetiske kræfter til at omdanne elektrisk energi til mekanisk energi. Yderst i motorens indkapsling sidder statorviklingen eller som på tegningen i nogle tilfælde permanente magneter, som udgør de stationære magnetpoler, der ikke ændrer sin placering. I dette tilfælde er statoren på drivmotoren udført som en fremmedmagnetiseret elektromagnet, der gør det muligt at variere statorfeltet, som giver mulighed for mere præcis hastighedsregulering. Inderst i motoren sidder akslen, som fører den mekaniske energi videre fra motoren til et ydre legeme.



Figur 55<sup>8</sup>: Eksplosionstegning af en DC motor.

Omkring akslen er der viklet et antal isolerede elektriske ledninger. Disse kaldes ankerviklingerne og er forbundet til en kommutator, der består af et antal isolerede lameller svarende til antallet af viklinger. Når kulbørsten tilføres en elektrisk strøm, ledes der effekt til kommutatoren og derved videre til viklingerne. Den tilførte effekt danner derved et elektromagnetisk kraftfelt, som på grund af statorfeltets tilstedeværelse bringer akslen i bevægelse. Kommutatoren, som sidder på akslen, drejer i forhold til kulbørsten, og nye ankerviklinger kan tilføres effekt.

#### Modelektromotorisk kraft:

Statorhusets magneter danner et magnetfelt, og når ankeret roterer, induceres der en strøm i ankerviklingerne. Denne strøm er altid modsatrettet strømmen, som påtrykkes viklingerne og vil derfor virke negativt i ankerviklingerne. Denne negative virkning kaldes den modelektromotoriske kraft ( $e$ ), og den afhænger af magnetfeltets styrke ( $B$ ), længden af lederen ( $l$ ), som skærer feltet og den hastighed ( $v$ ), som lederen overskærer feltlinierne med. Under denne forudsætning gælder følgende formel:

$$e = Blv \quad (19-4)$$

Heraf fremgår, at den modelektromotoriske kraft er ligefrem proportional med rotationshastigheden på ankeret og dermed også med rotationshastigheden ( $\omega$ ), hvor  $K_t$  er en motorkonstant.

$$e_m = K_t \omega \quad (19-5)$$

<sup>8</sup> Se web liste adr. nr. 2

**Kraftmoment:**

Når en ladet partikel bevæger sig igennem et magnetfelt påvirkes partiklen af en kraft. På samme måde påvirkes en strømførende leder af et magnetfelt, da denne indeholder ladede partikler. Kraftpåvirkningen fra et magnetfelt med feltstyrken (B) på en partikel med ladningen (q) og hastigheden (v)<sub>q</sub> er:

$$F = qv_q \cdot B \quad (19-6)$$

Den resulterende kraft på en leder er lig med vektorsummen af alle de individuelle kræfter. I en leder med tværsnitsarealet A(), aksiallængden (L) (længden på komponenten parallel med akslen) og (n) ladede partikler per enhed volumen er den resulterende kraft:

$$F_B = (qv_q \cdot B)nAL \quad (19-7) \qquad F_B = I_a(L \cdot B) \quad (19-8)$$

Reduktionen forekommer, idet den gennemsnitlige strøm I<sub>a</sub> i en leder afhænger af antallet af ladede partikler, deres fart samt tværsnitsarealet af lederen. Denne lov kendes også som Lorentz' kraftlov.

Påvirkes et stift legeme med fast omdrejningspunkt af en kraft, kan dennes evne til at påføre legemet rotation udtrykkes som en vektor kaldet kraft - eller drejningsmomentet, som er givet ved:

$$\tau = Fr = B_{av}LI_a r \quad (19-9)$$

hvor r er ankerets radius til omdrejningspunktet, mens I<sub>a</sub> angiver ankerstrømmen, og B<sub>av</sub> er den gennemsnitlige fluxtæthed. Givet at:

$$\tau = B_{av} \frac{2\pi rL}{2p} \quad (19-10)$$

er det resulterende kraftmoment per leder:

$$\tau = \frac{2\pi LI_a r}{2\pi rL} = \frac{pI_a}{2} \quad (19-11)$$

For Z<sub>s</sub>, antal serieforbundne ledere i ankeret, medfører det et totalt kraftmoment på:

$$\tau_e = \frac{pI_a Z_s}{2} = K_t I_a \quad (19-12) \qquad K_t = \frac{pZ_s}{2} \quad (19-13)$$

hvor K<sub>t</sub> er en motorkonstant. Det fremgår, at kraftmomentet t er ligefrem proportional med ankerstrømmen I<sub>a</sub>.

**19.6.1 DC motor (dybdegående analyse)**

Den foregående teori underbygger til fulde det nødvendige, når blot det ønskes at finde frem til en DC motors konstanter samt udfærdigelsen af et ækvivalent diagram til beskrivelse af en motor med konstant feltspænding. Men siden ønsket netop er at kunne regulere med feltet har det været nødvendigt at finde forbindelsen imellem feltet og armaturet.

Det betyder, at det konkret har været nødvendigt at finde ligninger for e<sub>m</sub> og t<sub>m</sub>, der helt nøjagtig beskriver, hvad sammenhængen er.

**Motorens elektromotoriske kraft e<sub>m</sub>:**

For den inducerede elektromotoriske kraft betyder det, at der opstilles følgende fuldt beskrivende ligning<sup>9</sup>:

$$e_m = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi_p(r)}{dt} \quad (19-14) \qquad e_m = \frac{2PN_a \omega_p}{a} = L_{af} i_f \quad (19-15)$$

<sup>9</sup> Se litt. liste bog nr. 14. side 285

Her gælder det, at  $\Phi_p = \frac{N_f i_f}{\mu_m}$  er den magnetiske flux per pol, og  $N_a$  er antal vindinger på armaturet, og  $a$  er antallet af parallelle strømveje i armaturviklingen. Reduceres ligningerne, kan det så konkluderes, at  $L_{af} = \frac{N_a N_f}{\mu}$ , hvor  $N_f$  er antal vindinger på feltviklingen.

Men grunden til udledning er at få koblingen fra felt til armatur, og det viser sig, at den før udledte ligning (19-4) for den elektromotoriske kraft nu kan skrives:

$$\Phi_m = L_{af} i_f \quad (19-16)$$

hvor den før blot er repræsenteret ved  $\Phi_m = K_t i_f$ . Det må dermed betyde, at konstanten  $K_t$  i de grundlæggende ligninger er beskrivende for den magnetiske kobling imellem felt og rotor.

### Motorens udviklede moment $t_e$ :

For motorens udviklede moment kan der ligeledes opstilles en mere uddybende ligning. Her er det nødvendigt at kigge mere detaljeret på den energi, der er i koblingen imellem felt og armatur. Grundlaget for at starte denne kortlægning er, at der ses på, hvor meget energi en spole besidder. I dette tilfælde ses selvfølgelig på begge spoler, nemlig felt og ankerspole. Som bekendt er energien i en spole defineret ved:

$$W = \frac{1}{2} L i^2 \quad (19-17)$$

Skal der nås frem til, hvordan energi omsættes til moment, er det nødvendigt at anvende analogien imellem det elektriske og det mekaniske system. Det vides fra mekanikken, at den mekaniske energi  $W_m$  er defineret som følger:

$$W_m = F \cdot s \quad (19-18)$$

Transformeres den mekaniske energi over i det roterende system, fås følgende ligning for energien  $W_r$  i et roterende legeme:

$$W_r = \tau \cdot \theta \quad (19-19)$$

Det er per definition bestemt, at hvis koblingen imellem felt og armatur antages tabsløst, så er  $W_m = W_r$ . Dermed ses det, at for en elektrisk kreds, hvor energien i en spole er defineret ved  $W$ , kan følgende ligning bruges til at bestemme den indeholdte energi i systemet:

$$\tau_e(i, \theta) = \frac{dW(i, \theta)}{d\theta} \quad (19-20)$$

For motoren gælder det, at der er mere end én spole, der bidrager til energien. Dermed kan det ses, at rotoren, feltet og den gensidige induktans hver især bidrager til den samlede energi. Det er her værd at notere sig, at den gensidige induktans er en funktion af både strømmen i rotoren og statoren. Følgende ligning beskriver den samlede energi i motoren:

$$W_m(i_a, i_f, \theta) = \frac{1}{2} L_a i_a^2 + \frac{1}{2} L_f i_f^2 + L_{af}(\theta) i_a i_f \quad (19-21)$$

Det er det elektriske moment, der jages, og som det ses i ligning (19-20), skal den samlede energi differentieres i forhold til vinklen. Herefter vil det elektriske moment fremstå:

$$\tau_e = \frac{dW_m}{d\theta} = L_{af} i_a i_f \quad (19-22)$$

Et lille men er dog, at for at bestemme momentet antages:

$$L_{af} \approx \frac{N_a N_f}{\dots} \quad (19-23)$$

I en DC motor er den magnetiske akse for armatur og felt forskudt 90°. Derved er den magnetiske reluktans konstant, og den gensidige induktans er optimeret. Som følge af det kan  $L_{af}$  antages konstant, og ligning (19-22) er gældende.

For at summere op på den sidste udredning kan det konkluderes, at hvor det elektriske moment på simpel vis kan udledes til  $T_m \approx K_t I_a$ , er den nu, til anvendelse ved modellering og simulering, udledt til:

$$T_e \approx L_{af} i_a i_f \quad (19-24)$$

### 19.7 G –DC drivmotorens konstanter

Som beskrevet i afsnit 6.1 er det nødvendigt at bestemme motorens konstanter til anvendelse i simuleringen. De følgende afsnit dokumenterer, hvorledes konstanterne er fremkommet ved forsøg og beregning.

#### 19.7.1 Måling af viklingernes ohmske modstand

I afsnit 6.1 om modellering af motoren er følgende ligninger udledt:

$$U_a \approx L_{af} i_f + r_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (19-25)$$

$$U_f \approx r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (19-26)$$

I begge ligninger holdes strømmen konstant og hastigheden lig nul, så vil leddene med henholdsvis induktansen i stator og rotor samt den gensidige induktans falde bort.

Under den forudsætning kan følgende ligninger opskrives:

$$U_a \approx r_a i_a \quad (19-27)$$

$$U_f \approx r_f i_f \quad (19-28)$$

Den er nu ganske simpelt at bestemme modstanden i de to kredse. Motoren er sat i drift, så den har kørt ca en time for at sikre, at motoren har korrekt driftstemperatur.

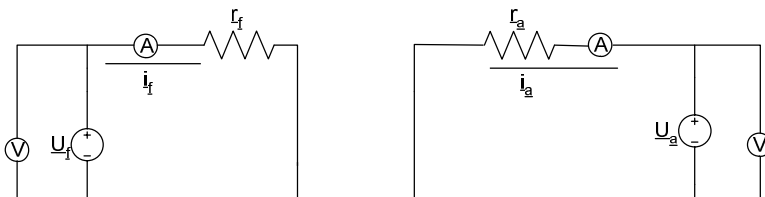
Følgende data er optaget:

Måleemne	I [A <sub>rms</sub> ]	U [V <sub>rms</sub> ]	R <sub>beregnet</sub> [Ω]	R <sub>målt</sub> [Ω]
Armatur	16,0	13,5	0,84375	0,1250
Felt	1,05	220	211,54	219

**Tabel 9**

#### Konklusion:

Det skal her bemærkes, at under begge målinger står rotoren stille. Det har for målingen på feltet ikke den store betydning udover, at det er vigtigt at fiksere den, så den ikke accelererer. For armaturet har det dog den betydning, at under drift vil der opstå et oxidlag imellem rotor og kul på kommutatoren, som introducerer en modstand, der ikke er medregnet i denne måling. Der ses bort fra denne fejl, da der ved måling efter en ændret ankerposition ikke synes nogen forskel i de målte værdier.



Figur 56: Opstilling anvendt ved måling af  $r_a$  og  $r_f$ .

Anvendte instrumenter:

Type	Nr. (EST)
Voltm. ( $U_f$ )	445
Voltm. ( $U_a$ )	446
Ampm. ( $I_f$ )	519
Ampm. ( $I_a$ )	520
Wheatstone bro	720

**Tabel 10**

### 19.7.2 Måling af viklingernes induktans

Da motoren anvendes med varierende feltspænding, har det været nødvendigt at kortlægge induktansen for både armaturet og feltet.

Det er først forsøgt at påtrykke viklingerne et spændingsstep, for derefter at optage strømmens steprespons, der repræsenterer induktansens indvirkning på kredsen. Det viser sig dog umuligt at optage en anvendelig kurve til brug ved løsning af induktansen.

En anden metode er brugt for at finde en anvendelig værdi for induktanserne.

Påtrykkes viklingerne en AC spænding med frekvensen 50 Hz, som samtidig er den frekvens, viklingerne ved generatordrift vil rotere med, er det nu muligt at beskrive armatur og felt ved en steady state betragtning. For armaturet gælder;

$$U_a = Z I_a = (r_a + j \omega_{AC} L_a) I_a = e_m \quad (19-29)$$

$\omega_{AC}$  er defineret som den påtrykte AC's vinkelfrekvens. I ovenstående ligning indgår også  $e_m$ , der er den inducerede elektromotoriske kraft. Denne kan sættes til nul jævnfør følgende ligning, når blot rotorens hastighed holdes blokeret, og efterfølgende kan omskrivningen laves:

$$e_m = K_t \omega |_{\omega=0} = 0 \quad (19-30)$$

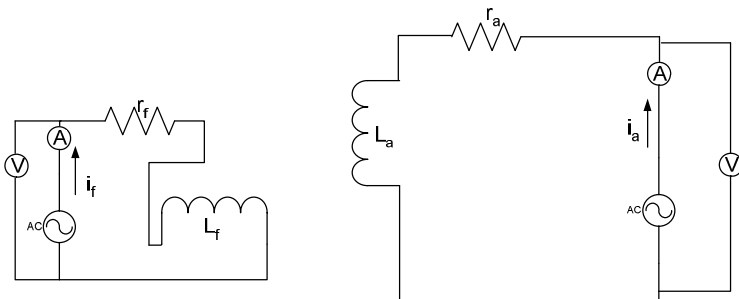
$$|Z| = \frac{|U_a|}{|I_a|} = |r_a + j \omega_{AC} L_a| = \sqrt{r_a^2 + (\omega_{AC} L_a)^2} \quad (19-31)$$

$$L_a = \frac{1}{\omega_{AC}} \sqrt{\frac{|U_a|}{|I_a|}^2 - r_a^2} \quad (19-32)$$

For feltet gælder den samme ligning blot med ændret subskrift:

$$L_f = \frac{1}{\omega_{AC}} \sqrt{\frac{|U_f|}{|I_f|}^2 - r_f^2} \quad (19-33)$$

Følgende opstilling blev brugt og sammenhørende værdier blev målt og beregnet ved at påtrykke viklingerne en AC-spænding. De ohmske modstandsværdier er påført fra foregående forsøg.



Anvendte instrumenter:

Type	Nr. (EST)
Vario trafo	128
Voltm. ( $U_f$ )	445
Voltm. ( $U_a$ )	446
Ampm. ( $I_f$ )	519
Ampm. ( $I_a$ )	590
<b>Tabel 11</b>	

Figur 57: Opstilling anvendt til måling af  $L_a$  og  $L_f$ .

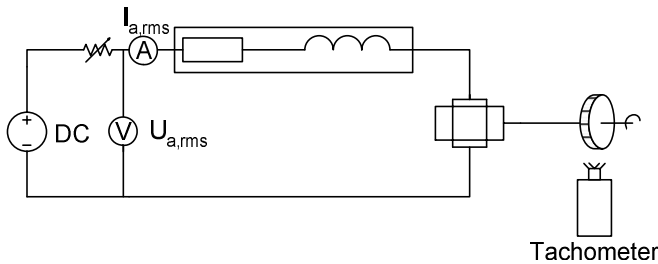
Måleemne	I [ $A_{rms}$ ]	U [ $V_{rms}$ ]	$R_{beregnet}$ [O]	f [Hz]	L [H]
Armaturo	6,01	31,02	0,84375	50	0,0162
Felt	0,0381	220	211,54	50	18,368
<b>Tabel 12</b>					

### Konklusion:

Resultaterne er vurderet anvendelige og benyttes til videre brug.

### 19.7.3 Motorens gensidige induktans

Den gensidige induktans forårsaget af de indbyrdes reaktioner imellem felt og armatur, er der følgelig lavet en beregning på. Beregningen gør brug af formlerne udledt i afsnit 19.6.1 og forsøgsdata, som er optaget ved at køre motoren ubelastet for derefter at måle de ønskede værdier.



Anvendte instrumenter:

Type	Nr. (EST)
Voltm. ( $U_a$ )	445
Ampm. ( $I_a$ )	590
Tachometer	E5011
<b>Tabel 13</b>	

**Figur 58: Opstilling anvendt ved måling af værdier til beregning af den gensidige induktans. Tachometer måler hastighed.**

Måleemne	I [ $A_{rms}$ ]	U [ $V_{rms}$ ]	$R_{beregnet}$ [ $\Omega$ ]	Hast.[omdr/min]	? [rad/s]
Armaturo	1,05	215	0,84375	1423	149,016
Felt	1,08	211	211,54	-	-
<b>Tabel 14</b>					

Til beregning anvendes formel (19-16).

$$?_m ? L_{af} i_f ? ? L_{af} ? 1,33 \text{ H}$$

#### Konklusionen:

Ved indsættelse i simulering med de resterende værdier kortlagt viser det sig, at motoren kører 1541 omdr/min, altså kører motoren hurtigere i forhold til det målte i forsøget.

Det konkluderes her, at denne værdi manipuleres, så den rigtige omdrejningshastighed opnås. Det gøres med den antagelse, at det er denne konstant, der er mest "usikker". Den er bestemt ved koblingen imellem felt og rotor, og det må siges, at der er store usikkerheder og mulighed for tab ved beregning med ideelle ligninger.

### 19.7.4 Motorens inertimoment og den viskose dæmpning

Som beskrevet i afsnittet om modellering af motoren er det nødvendigt at finde motorens inertimoment, da den jo ved acceleration og deceleration har indvirkning på motorens belastning. I det følgende vil der blive opstillet ligninger og antagelser, der gør det muligt at beregne såvel motorens som koblingens og ikke mindst generatorens inertimoment.

Jævnfør teorien fra afsnit 19.6 fortæller Newtons 2. lov for roterende bevægelse omkring et fast omdrejningspunkt, at inertimomentet gange vinkelaccelerationen er lig med summen af de påtrykte kraftmomenter.

Kraftmomenterne kan, når motoren ikke er belastet, deles op i det moment, motoren yder samt et moment fra friktionen.

Momentet, som motoren yder, kan således udtrykkes som  $T_e = K_t I_a$ . Friktionsmomentet består som nævnt i afsnit 19.6 af to dele, tørfriktion og den viskose dæmpning. Det er kun den viskose dæmpning, der medtages her, for nærmere uddybelse henvises til afsnit 6. b er proportional med vinkelhastigheden, og for det ubelastede system kan derfor følgende ligning opstilles:

$$K_t i_a = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + b \frac{d\theta}{dt} \quad (19-34)$$

Med denne ligning er det nu muligt at finde inertimomentet. Forsøget skal forløbe således: Motoren køres uden belastning eller kobling til nominel hastighed. Strømmen til armaturet afbrydes, hvorved leddet på venstre side falder bort.

Det sikres nu, at der ikke kan løbe nogen strøm i armaturkredsen, og samtidig med måles den spænding, som den elektromotoriske kraft vil inducere proportionalt med den aftagende hastighed. Herefter er det muligt at beregne motorens deacceleration.

For at gøre brug af dette forsøg er det nødvendigt at løse ligningen, som er en homogen 2. ordens differential ligning:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + b \frac{d\theta}{dt} = 0 \quad (19-35) \qquad \frac{d\theta}{dt} = \omega(t) \quad (19-36)$$

Løsningen bliver for ligningen bliver dermed:

$$\omega(t) = e^{-\frac{b}{J}t} C \quad (19-37)$$

Det er et udtryk for hastigheden på rotoren, C er en konstant.

Differentieres udtrykket fås ligningen, der bestemmer vinkelaccelerationen, og dermed fås de to ligninger, der skal bruges til at løse inertimomentet på motoren:

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{d^2\theta}{dt^2} = -\frac{b}{J} e^{-\frac{b}{J}t} C \quad (19-38)$$

Det bemærkes dog, at der mangler konstanten b, som først må findes. For at finde b anvendes den selv samme ligning som i det foregående, men her udnyttes i stedet, at når motoren har nået nominel hastighed, så accelererer den ikke mere, og det er derfor leddet med inertimomentet, der falder væk. Ligningen bliver derfor:

$$K_t i_a = b \frac{d\theta}{dt} = K_t i_a = b \omega(t) \quad (19-39)$$

Her er ligeledes en ubekendt, nemlig  $K_t$ . For at finde  $K_t$  anvendes formlen for en DC motors hastighed. Her ses, at hvis motoren køres ubelastet, falder det sidste led bort, og ligningen bliver som følger:

$$\omega = \frac{U_a}{K_t} - \frac{r_a}{(K_t)^2} T \quad (19-40) \qquad \omega = \frac{U_a}{K_t} \quad (19-41)$$

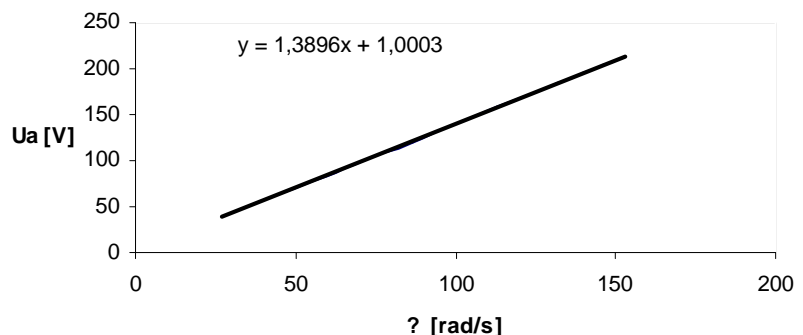
Af de ovenstående ligninger kan konstateres, at holdes fluxen konstant og er der ingen feltsvækkelse, kan følgende sammenhæng imellem klemspænding og hastighed skrives:

$$K_t = K_e \quad (19-42) \qquad u_a = \omega K_t \quad (19-43)$$

Det betyder, at optages der data for sammenhørende værdier af  $U_a$  og  $\omega$ , vil  $K_t$  være defineret som hældningskoefficienten på linjen. Forsøget er udført, og følgende kurve er optaget:

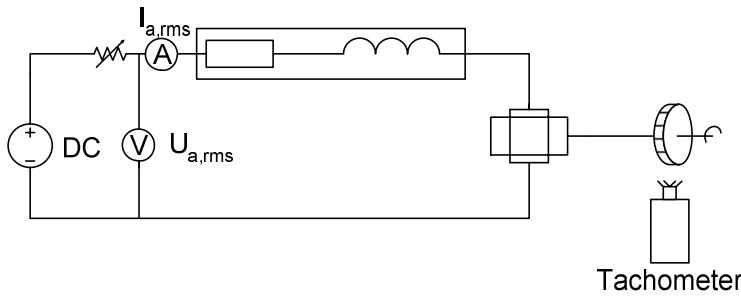
Det ses på Figur 59, at der er indlagt en tendenslinje, og af den kan  $K_t$  direkte aflæses.

$$K_t = 1,3896 \text{ Nm/A}$$



**Figur 59: Grafen viser klemspændingen på DC motoren som funktion af hastigheden.  $K_t$  kan aflæses som hældningskoefficienten. Tendenslinjen dækker fuldstændig den optagne kurve.**

Til forsøget er anvendt en modstand i serie med armaturet for at få hastighedsvariation i større spektr. Følgende opstilling er anvendt:



Anvendte instrumenter:

Type	Nr. (EST)
Voltm. ( $U_a$ )	445
Ampm. ( $I_a$ )	590
Modstand	684
Tachometer	E5011
<b>Tabel 15</b>	

**Figur 60: Opstilling anvendt til måling af hjælpeværdier til beregning af b. Tachometer måler hastighed.**

For yderligere information om de målte data henvises til den medfølgende cd-rom indeholdende alle måledata fra forsøget.

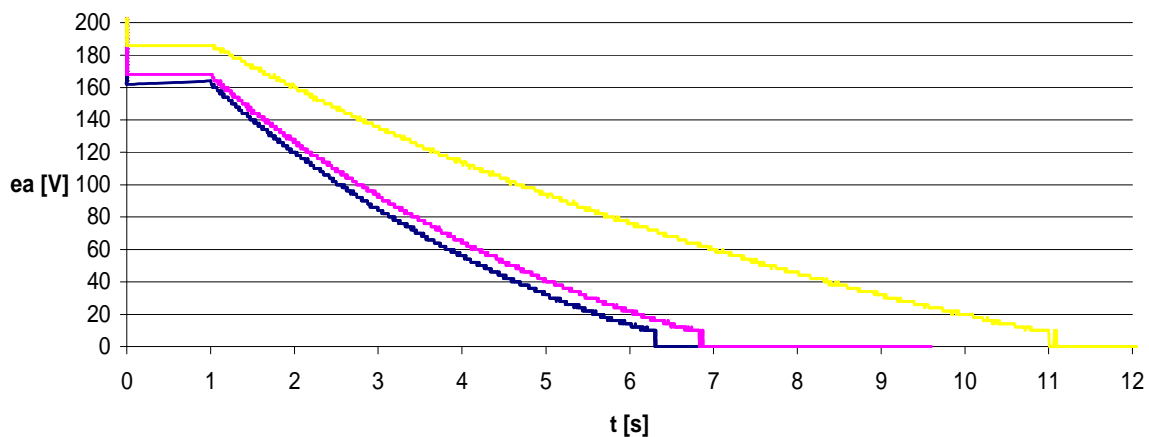
Med  $K_t$  beregnet er det nu muligt at beregne b. Køres motoren ved nominel hastighed, gælder følgende ligning:

$$K_t i_a \approx b \omega \approx b \frac{K_t i_a}{\omega} \quad (19-44)$$

Fra foregående forsøg er anvendt data vedrørende de ønskede værdier til beregning af b for motoren. Det skal nævnes, at superpositionsprincippet gælder for den viskose dæmpning. Derfor er der lavet et forsøg både med og uden generator. Ved at subtrahere de to b-værdier er det således muligt at beregne b for henholdsvis motor og generator.

$b = 0,009653884 \text{ Nm}/(\text{rad/s})$	$b_G = 0,001653 \text{ Nm}/(\text{rad/s})$
<b>Tabel 16</b>	

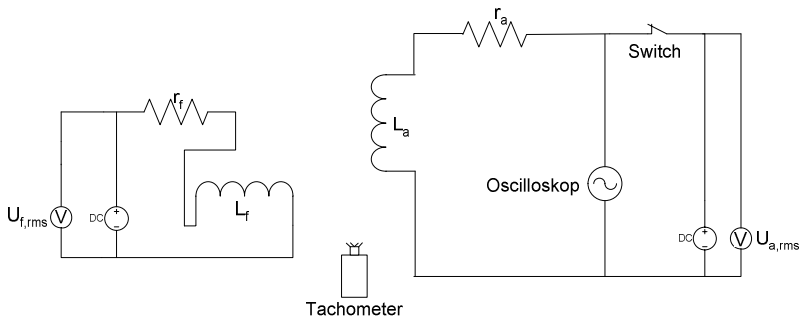
Alle hjælpekonstanter er kortlagt, og det er muligt at regne videre for at finde inertimomentet. For inertimomentet gælder det samme som for den viskose dæmpning, nemlig superposition. Der er udført tre forsøg for at kunne kortlægge inertimomentet for både motoren, koblingen og generatoren. I følgende graf ses de tre kurver for den aftagende inducerede spænding som funktion af tiden i de tre tilstande.



**Figur 61: Motorens inducerede spænding ved aftagende hastighed. Gul med generator og kobling. Lilla motor og kobling. Blå kun motor.**

På kurverne ses det, at der i starten er enormt fald fra den påtrykte spænding på 220 V, men det gør intet, da det er den, der danner basis for den ønskede differentialligning. Kurverne danner fin basis for at beregne vinkelaccelerationen.

Det er her vigtigt, at motoren i alle tre forsøg har den samme hastighed, så udgangspunktet for at inducere den elektromotoriske kraft er ens.



Anvendte instrumenter:

Type	Nr. (EST)
Voltm. (U <sub>f</sub> )	445
Voltm. (U <sub>a</sub> )	446
Oscilloskop	TDS 1002-5
Tachometer	E5011

**F Tabel 17**

**Figur 62: Opstilling anvendt ved måling af den inducerede aftagne spænding. Læg mærke til switchen, der bryder kredsen ved måling. Tachometer måler hastighed.**

Følgende data blev optaget:

Måleemne	U <sub>a</sub> [V]	U <sub>f</sub> [V]	Hast. [omdr/min]	ω [rad/s]
Motor	216	213	1466	153,52
Motor og kobling	216	208	1466	153,52
Motor, kobling og generator	220	220	1466	153,52

**Tabel 18**

Til beregning af inertimomentet erindres nu de to udledte ligninger:

$$\omega(t) = e^{-\frac{b}{J}t} C \quad (19-45) \qquad \frac{d^2\omega}{dt^2} = -\frac{b}{J} e^{-\frac{b}{J}t} C \quad (19-46)$$

For beregning af motorens inertimoment anvendes nu de to ligninger ovenfor, og ved hjælp af kurven på foregående side er det bestemt, at spændingen falder 42 V/s. Divideres det med maksimalspændingen, fås vinkelhastigheden ω<sub>J</sub>. Ganges det med begyndelsehastigheden, fås vinkelaccelerationen a<sub>J</sub>:

$$\omega_J = \frac{42 \frac{V}{s}}{216V} = 0,1944 \text{ s}^{-1} \qquad a_J = 0,1944 \cdot 153,52 = 29,79 \text{ rad/s}^2$$

Indsættes nu begyndelsesværdien til tiden lig nul i ligning (19-45), så fås konstanten C. Med C, b og a<sub>J</sub> kan inertimomentet bestemmes som:

$$\omega(t) = e^{-\frac{b}{J}t} C \Big|_{t=0} = 153,52 = C \qquad \frac{d^2\omega}{dt^2} = -\frac{b}{J} e^{-\frac{b}{J}t} C \Big|_{t=0} = 29,79 = 153,52 \frac{0,009653884}{J}$$

$$\boxed{J = 0,049755 \text{ kgm}^2}$$

På samme måde er beregninger udført for motoren med kobling og generator. Det skal nævnes, at ved løsningen af generatorens inerti udgør b i ligningen summen af de to værdier for generator og motor. Tabel 19 viser resultaterne.

Emne	Inertimoment [kgm <sup>2</sup> ]
Motor	0,049755
Kobling	0,005119
Generator	0,033965

**Tabel 19**

## 19.8 H -Synkrogeneratoren

En synkrogenerator benytter mekaniske og elektriske kræfter til at producere elektrisk energi. Yderst i generatorens indkapsling sidder statorviklingerne. Statorviklingerne er i modsætning til motoren her, hvor energien bliver aftaget. I statoren sidder tre  $120^\circ$  forskudte viklinger, hvori tre sinusformede faser induceres.

Inderst i generatoren sidder akslen, som fører den mekaniske energi videre fra drivmotoren.

Generatoren, der benyttes i projektet, er firepolet maskine med udprægede poler. Det betyder, at de fire poler er boltet på rotoren. Modsætningen til udprægede poler er en fuldpolsrotor, hvor viklingerne er viklet op på noter i rotoren.

For at inducere de tre faser kræves det, at rotorens viklinger påtrykkes en DC spænding.

DC spændingen, der kræves over rotorviklingerne, overføres via kul til et kommutator arrangement.

Når kulbørsten tilføres en spænding, ledes der effekt til kommutatoren og derved videre til rotorviklingerne. Den tilførte effekt danner det elektromagnetiske kraftfelt, der inducerer spændingen i statoren.

### Generatorens frekvens:

En synkrogenerator er per definition synkron, betydende at drejefeltet og rotoren følges ad.

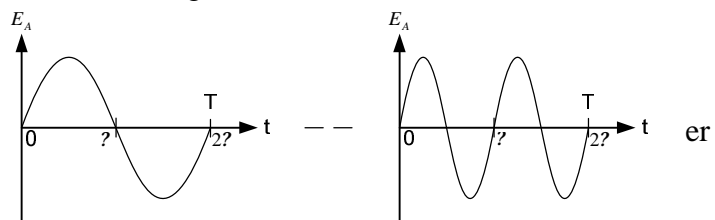
Synkrogeneratorens rotor består af et antal elektromagneter bestemt af antal poler ( $p$ ).

Rotorviklingerne påtrykkes en DC spænding, og derved bliver rotorens magnetiske felt bestemt af rotorens position. Drivmaskinens hastighed ( $n_m$ ) er direkte relateret til statorens elektriske frekvens ( $f_e$ ). Det kan udtrykkes således:

$$f_e = \frac{n_m P}{120} \quad (19-47)$$

Med den direkte sammenhæng mellem den mekaniske hastighed og elektriske frekvens, kan det som eksempel for den anvendte firepolet maskine nu beregnes, at den skal køre med 1500 omdr/min for at generere en frekvens på 50 Hz.

På tegningen ses at ved at anvende flere poler, som oftest gøres ved udprægede poler, kan hastigheden nedsættes, hvilket er en fordel ved store rotor eksemplvis vandturbiner.



Figur 63: Kurverne viser en genereret sinusspænding for en én (venstre) og to polet generator (højre).

### Synkrogeneratorens inducerede spænding:

I det følgende bliver der ikke gået så

meget i dybden med de enkelte konstanter, da der ikke har været anden direkte brug for værdierne.

For generatoren gælder, at den inducerede spænding i en fase kan udtrykkes som følger:

$$V_{\gamma f} = \sqrt{2} N_p K_d K_p \omega_f \quad (19-48)$$

Hvor  $N_p$  er antal viklinger gange antal vindinger på hver enkel vikling.  $K_d$  er distributions faktoren, den fortæller, hvor meget af viklingen, der er fordelt over feltet.  $K_p$  angiver pitchfaktoren for generatoren. Pitchfaktoren fortæller om, hvorledes viklingerne indbyrdes er forskudt. Forskydning af viklingerne anvendes for at undgå harmoniske overtoner.

Ofte reduceres udtrykket dog betydeligt, idet pitch - og distributionsfaktoren samt  $N_p$  lægges sammen til en vindingsfaktor  $K$ , der repræsenterer generatorens opbygning. Spændingen er afhængig af fluxen i maskinen og af hastigheden, generatoren drives med. En stærkt reduceret ligning, som beskriver de variable størrelser ved generering, kan nu skrives:

$$V_{\gamma f} = K \omega_f \Phi = 4,44 K f N \Phi \quad (19-49)$$

**Synkrogeneratorens ækvivalent:**

Ovenstående formel for synkrogeneratorens spænding er ikke til direkte anvendelse. Eksempelvis er det svært at måle fluxen på en maskine i drift. Der er derfor nyttigt at udvikle et ækvivalent for at lette beregninger på synkrogeneratoren.

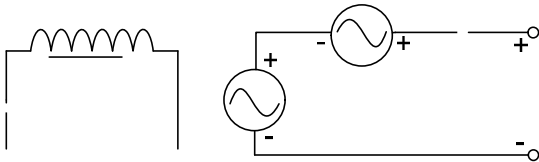
I én af de tre viklinger i generatoren, er klemspændingen, hvis der ikke løber nogen strøm, lig den inducerede spænding  $E_f$ .

Løber der en strøm i armaturviklingen, ændrer forholdet sig. Klemspændingen bliver ikke længere lig med den inducerede spænding. For en generator med udprægede poler skyldes det følgende:

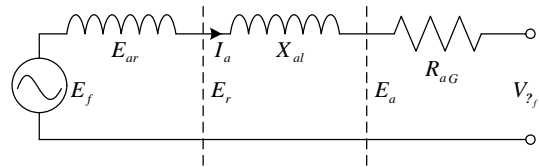
På grund af strømmen i armaturet opstår to fluxreaktioner i luftgabet. Den ene, lækfluxen  $F_{al}$ , kobler sig kun til armaturet og har ikke nogen indvirkning i luftgabet. Den anden kaldes armaturreaktionen  $F_{ar}$ , der skaber en forvridding af rotorfeltet. Armaturreaktionen kobler sig udelukkende til feltet. Det forvrider dermed det felt, som det selv er fremkommet af.

Modstanden i armaturet vil ligeledes danne grundlag for et spændingsfald. Hovedbidraget til den inducerede spænding er feltets flux  $F_f$ .

Armaturreaktionsfluxen og feltfluxen danner dermed basis for den egentlige klemspænding.  $F_{ar}$  inducerer spændingen  $E_{ar}$ , og  $F_f$  inducerer spændingen  $E_f$ . Med kredsløbet i Figur 65 kan spændingen i luftgabet ses. Påføres viklingens spændingsfald over modstanden  $R_{aG}$  og spændingsfaldet over lækinduktansen, haves et udtryk for den totale spænding  $V_F$  i kredsen ved belastning (se Figur 64).

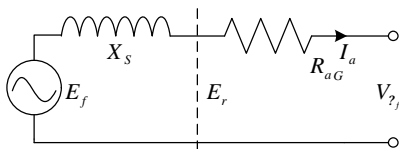


**Figur 65: Den totale inducerede luftgabsspænding.**



**Figur 64: Den totale inducerede klemspænding.**

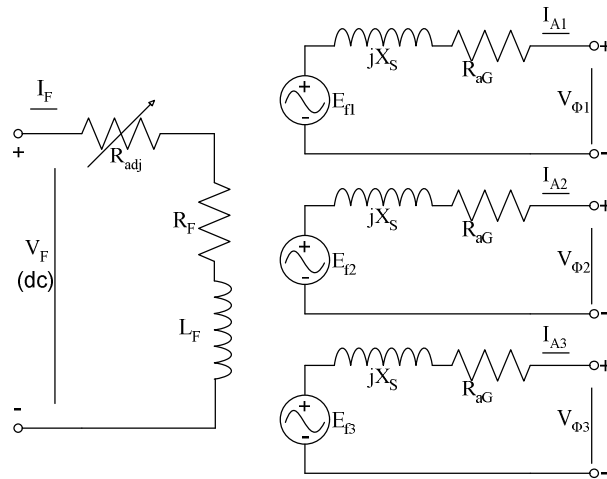
Indvirkningen fra armatur - og spredningsreaktans lægges sammen til en reaktans og benævnes synkronreaktansen  $X_s$ . Et mere enkelt ækvivalentdiagram kan opstilles (se Figur 66). Der opskrives nu den endelige formel for generatorens inducerede spænding i én vikling:



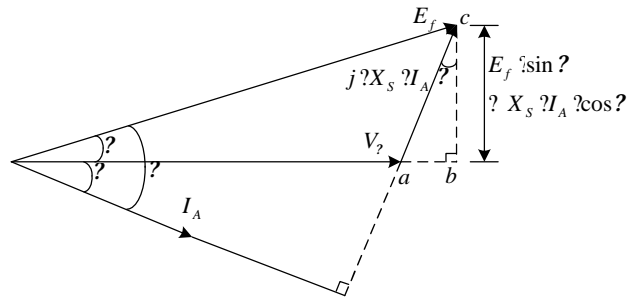
$$V_{2f} = E_f - jX_s I_a - R_{aG} I_a \quad (19-50)$$

**Figur 66: Klemspændingen vist med de to reaktive spændingsfald slået sammen til  $X_s$ .**

I projektet har det været nødvendigt at finde generatorens synkronreaktans til videre beregninger, der henvises til afsnit 19.9, for dokumentation til løsning af synkronreaktansen. På følgende side ses Figur 67, der viser en komplet generator på skematisk form.



**Figur 67: En komplet visualisering af en generators tre inducerede spændinger.**



**Figur 68: Vektordiagram, der viser sammenhængen imellem den inducerede spænding og klemspændingen.**

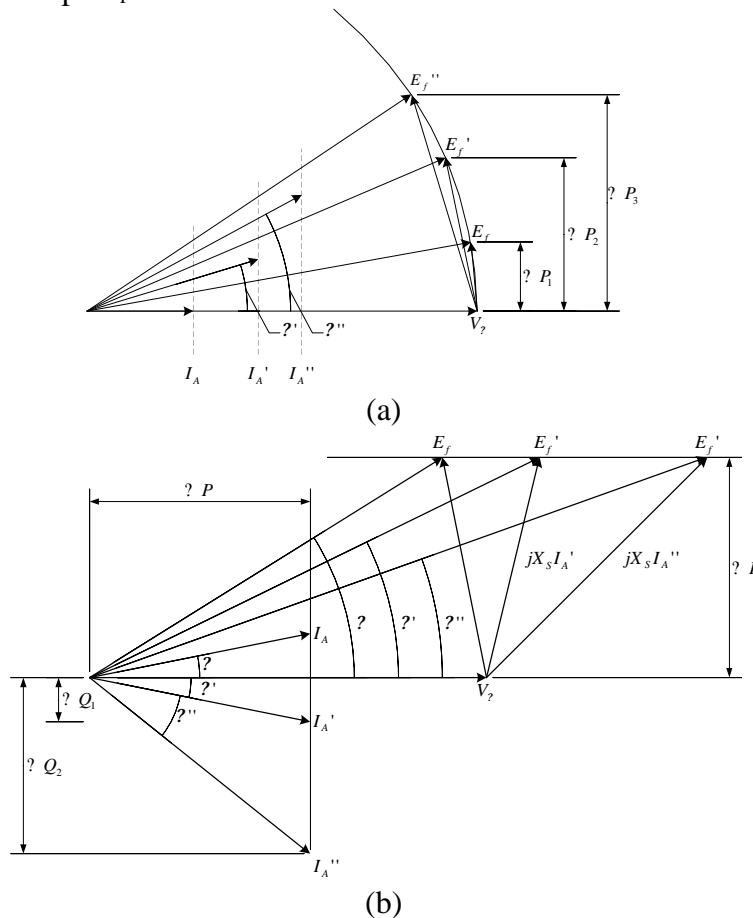
**Aktiv effekt:**

For at ændre størrelsen af den aktive effekt, der leveres til nettet, kræver det som nævnt en ændring af polhjulsvinklen. Dette foretages i praksis ved at forsøge at ændre hastigheden på drivmotoren. Effekten P kan bestemmes med ligning (19-54) fra forrige afsnit.

I det at hastigheden og magnetiseringsstrømmen holdes konstant, på grund af koblingen til net, ses det, at effekten P er proportional med  $\sin(d)$ . Figur 69a viser tydeligt, at størrelsen på  $E_f$  er konstant, men at vinklen d mellem  $V_F$  og  $E_f$  ændres.

**Induktiv - og kapacitiv effekt:**

For at levere reaktiv effekt til nettet, reguleres magnetiseringen af generatoren, mens  $V_F$  holdes konstant af nettet. Ved induktiv effekt overmagnetiseres, hvilket resulterer i en større induceret spænding  $E_f$ , mens der ved kapacitiv effekt undermagnetiseres, hvilket resulterer i, at  $E_f$  bliver mindre. Begge tilfælde er illustreret på Figur 69b. Desuden konstateres det, at  $E_f$  gange  $\sin(d)$ , ikke ændres uanset størrelsen på  $E_f$ .



Figur 69: a) Aktiv effekt. P er proportional med polhjulsvinklen. b) Reaktiv effekt. Armaturstrømmen regulerer den reaktive effekt.

**Synkrogeneratorens moment:**

Sammenhængen imellem den afgivne effekt og den udviklede moment er bestemt ved:

$$P_G = P_g \sin(\delta) \quad (19-55) \qquad P_G = \frac{3V_2 E_f \sin(\delta)}{X_s} \quad (19-56)$$

Momentet bestemmes som et udtryk af den afgivne aktive effekt og drivmotorens hastighed. Det er derfor fakta, at det udviklede moment ligeledes er påvirket af  $d$ .

### 19.8.2 Påvirkning af generatoren

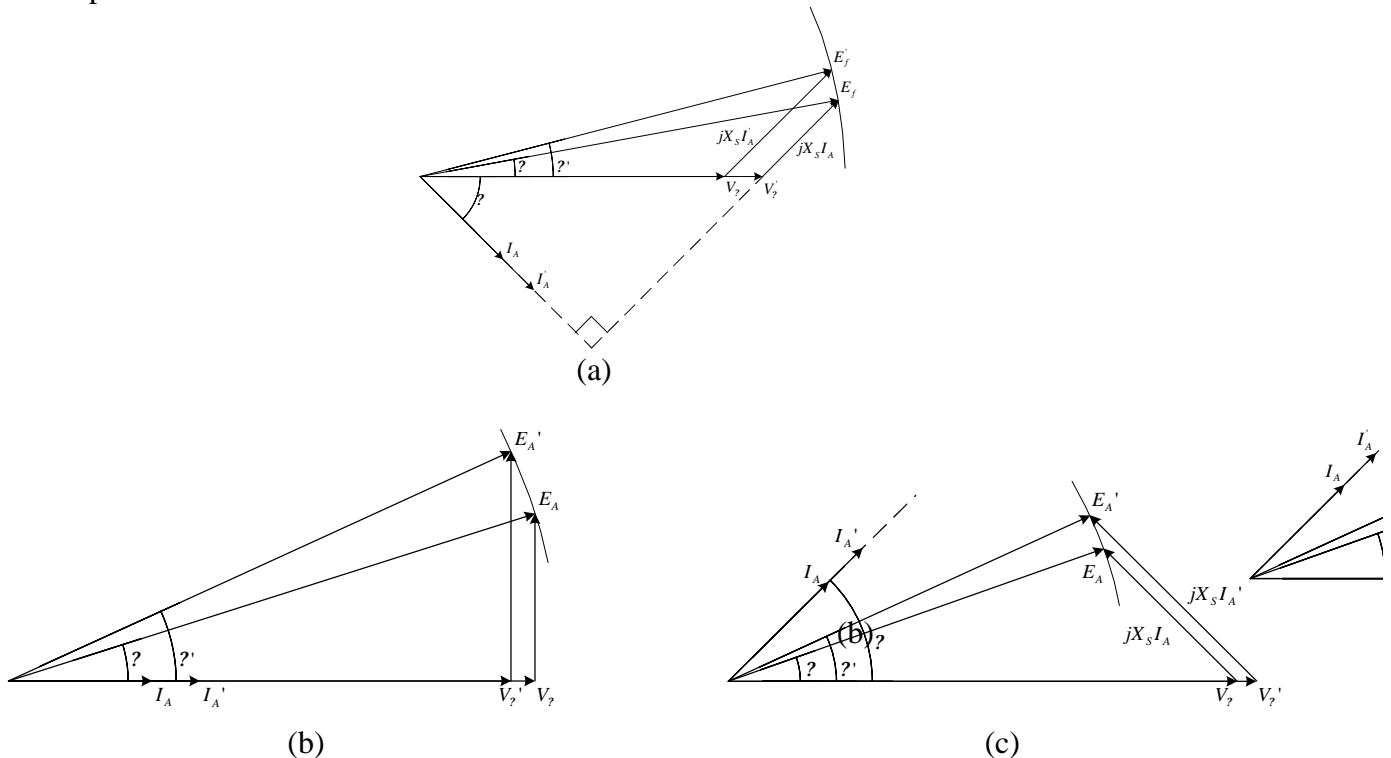
Der ønskes ved belastning af en generator i  $\emptyset$ -drift en konstant spænding og frekvens uanset belastning. Der er ved påvirkning af generatoren mulighed for at indkoble tre typer belastninger: Ohmsk, kapacitiv og induktiv. Det forudsættes i dette afsnit, at følgende værdier holdes konstant: flux( $F$ ), vinkelhastighed( $\omega$ ) og dermed generatorens inducerede spænding( $E_f$ ), da:  $E_f = K\omega\Phi$ .

Der vil, alt efter hvilken type belastning der indkobles, ske ændringer med generatorens klemspænding( $V_F$ ). Gældende i hvert af de tre belastningstilfælde er, at vinklen imellem strøm og spænding ikke ændres.

Ved ohmsk belastning anvendes to belastningsstørrelser. Strøm og spænding vil ved ohmsk belastning være i fase. Ved den mindste belastning haves på Figur 70b størrelserne  $I_A$ ,  $V_F$  og  $E_f$ , hvoraf  $V_F$  er den ønskede klemspænding. Indkobles den lidt større belastning, stiger strømmen til  $I_{A'}$ . Størrelsen på  $E_f$  er som ønsket konstant, men spændingen  $V_F$  dykker til  $V_{F'}$ . Det vil herefter være nødvendigt at regulere på generatorens magnetiseringsspænding for at genfinde den oprindelige klemspænding  $V_F$ .

Kapacitiv belastning indkobles ligeledes i to størrelser. Strømmen vil her være før spændingen (leading).  $I_A$ ,  $V_F$  og størrelsen på  $E_f$  henføres igen til den mindste belastning (se Figur 70c). Ligesom ved ohmsk belastning stiger strømmen til  $I_{A'}$ , og størrelsen på  $E_f$  ændres ikke. Forskellen ligger i, at klemspændingen stiger til  $V_{F'}$  (se Figur 70c), og der skal reguleres for at få spændingen ned i det oprindelige leje, lige modsat situationen ved den ohmske belastning.

Ved den induktive belastning er strømmen efter spændingen (lagging). Strømmen stiger fra  $I_A$  til  $I_{A'}$ , og størrelsen på  $E_f$  er konstant, og spændingen dykker fra  $V_F$  til  $V_{F'}$  (se Figur 70a). Magnetiseringsspændingen skal ligesom ved den ohmske belastning hæves, hvis klemspændingen ønskes på et konstant niveau.



Figur 70: Påvirkning af spændingen ud fra ændringer af belastninger: (a) induktiv belastning (b) Aktiv belastning (c) kapacitiv belastning.

### 19.9 I-Synkrogeneratorens synkronreaktans

**Indledning:**

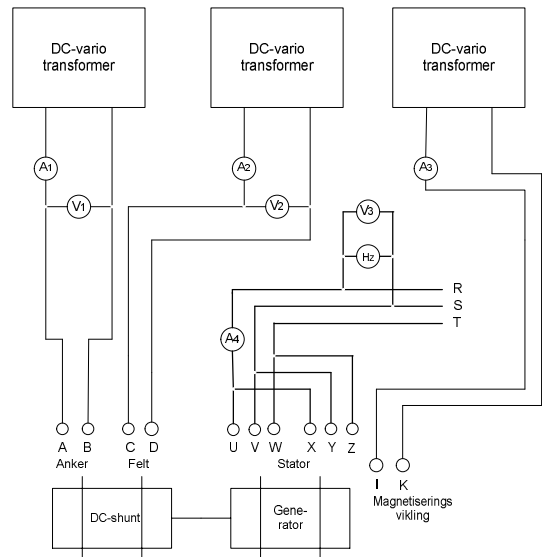
Formålet er at måle synkrogeneratorens open circuit (OC) - og short circuit (SC)-karakteristik til bestemmelse af generatorens umættede synkronreaktans. Der blev anvendt en fremmedmagnetiseret DC motor til at drive generatoren under forsøget. I afsnittet benyttes betegnelser og formler fra bog nr. 9 kapitel 6.4.1.

**OC - karakteristik:**

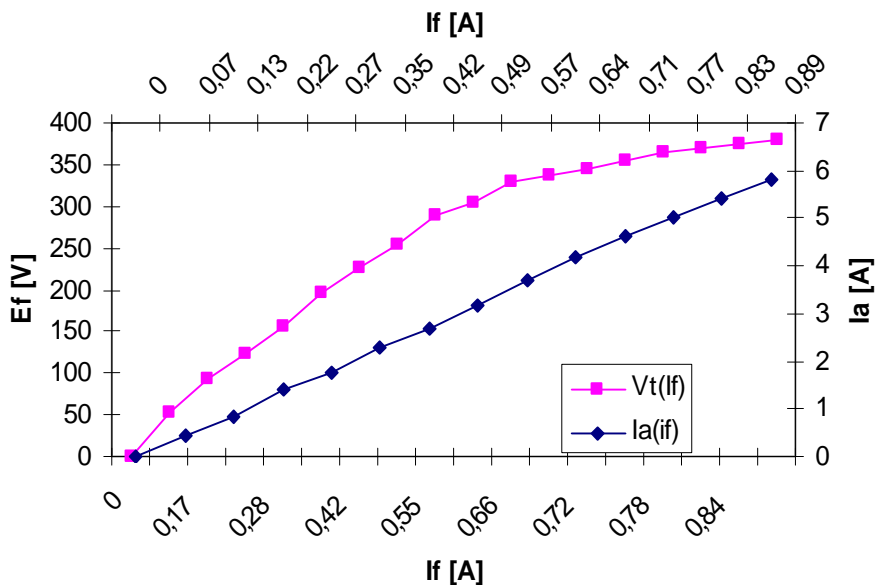
Punkterne R, S og T lades stå åbne, som i Figur 71. Maskinen skal drives med synkron hastighed. Spændingen ( $V_t$ ) mellem to faser måles, mens magnetiseringsstrømmen ( $I_f$ ) varieres. Dermed kan kurven  $V_t$  som funktion af  $I_f$  optegnes.

**SC - karakteristik:**

Punkterne R, S og T kortsluttes og et amperemeter indsættes på en fase. Maskinen skal drives med synkron hastighed ved 50 Hz, svarende til 1500 omdr/min for den firepolede maskine. Magnetiseringsstrømmen ( $I_f$ ) varieres, og fasestrømmen ( $I_a$ ) måles. Dermed kan  $I_a$  som funktion af  $I_f$  optegnes. Se Figur 72.



**Figur 71: Diagram over måleopstilling. A1 angiver strømmen i shuntmotorens rotorvikling. A2 angiver strømmen i shuntmotorens feltvikling. A3 angiver magnetiseringsstrømmen ( $I_f$ ) i generatoren. A4 angiver armaturstrømmen ( $I_a$ ) i generatoren. V1 viser ankerspændingen**



**Figur 72: Grafisk fremstilling af måleresultater. Lilla kurve er klemspændingen målt på generatoren ( $E_f$ ) som funktion af magnetiseringsstrømmen ( $I_f$ ) med x-aksen liggende under kurven og y-aksen til venstre målt ved tomgangsforsøget. Blå kurve med x-akse over kurverne og y-aksen til højre viser strømmen igennem en vikling ( $I_a$ ) som en funktion af magnetiseringsstrømmen ( $I_f$ ) målt ved kortslutningsforsøget.**

**Laboratoriearbejde:**

Nedenstående tabeller indeholder generatorens målte resistanser i stator - og rotorvikling samt data fra generatorens mærkeplade koblet i trekant. De målte værdier er indledningsvis brugt til beregning af generatorens impedans.

Statorvikling $R_a$ [Ω]	Rotorvikling [Ω]
2,6	114
<b>Tabel 20</b>	

$V_{t^{rated}}$ [V]	$I_{a^{rated}}$ [A]	P [kW]
380	5,8	3,8
<b>Tabel 21</b>		

$$\text{Impedans } Z = \frac{V_{t^{rated}}}{I_{a^{rated}}} = \frac{380}{5,8} = 65,517 \quad (19-58)$$

**Den umættede synkronreaktans:**

Den umættede synkron reaktans kan findes som:

$$Z_{s^{umettet}} = \frac{E_{da}}{I_{ba}} = R_a + jX_{s^{umettet}} \quad (19-59)$$

I det følgende anvendes størrelserne  $I_{ba}$  og  $E_{da}$ . Definition af  $I_{ba}$ : Generatorens kortslutnings-ankerstrøm, når  $I_{f(sc)} = I_{f(oc)}$  ved  $V_{t^{rated}}$  i tomgangsforsøget.

Definition af  $E_{da}$ : Punkt på  $E_{airgab}$  line ved en  $I_{f(oc)}$  ved  $V_{t^{rated}}$ .

"Airgab line" er ligningen for den lineære del af OC - kurven før mætning indtræffer.

For at finde  $I_{ba}$  opstilles en ligning for kortslutningsforsøget. Funktionen  $I_a(I_f)$  fundet ved kortslutningsforsøget kan stort set betragtes som en ret linie. Hvis der anvendes "tendenslinie" i Excel, fås ligningen:

$$I_a(I_f) = 6,4998 I_f \quad (19-60)$$

Der er taget hensyn til alle de afsatte punkter og tvunget skæring i nul, og dermed regnes denne ligning for  $I_a$  som en god tilnærmelse.

Anvendes størrelsen af magnetiseringsstrømmen ( $I_f$ ) ved  $V_{t^{rated}}$ , medfører det  $I_f = 0,85$  A, og det giver en  $I_{ba}$  på:

$$I_{ba} = 6,4998 \cdot 0,85 = 5,5248 \text{ A} \quad (19-61)$$

For at bestemme  $E_{da}$  skal ligningen for "airgab line" findes. De første ni målinger fra kortslutningsforsøget, der ligger før mætning indtræffer, bruges, og der anvendes "tendensligning" i Excel:

$$E_{airgab\ line}(I_f) = 535,13 I_f \quad (19-62)$$

$E_{da}$  findes ved hjælp af "airgab line" og magnetiseringsstrømmen  $I_f$  ved  $V_{t^{rated}}$ . Dermed anvendes  $I_f = 0,85$  A:

$$E_{airgab\ line}(0,85) = E_{da} = 535,13 \cdot 0,85 = 454,86 \text{ V}$$

Den umættede synkron reaktans giver for disse målinger da:

$$X_{s^{umettet}} = \frac{E_{da}}{I_{ba}} = 82,33 \quad (19-63) \quad \sqrt{Z_{s^{umettet}}^2 - R_a^2} = 82,29 \quad (19-64)$$

Anvendte instrumenter:

Instrument	Nr. (EST)	Instrument	Nr. (EST)
Trafo – generator rotor	R66-250H	Ampm $A_4$ :	906/38C
Trafo – motor rotor	R66-250H	Voltm $V_1$ :	865/38D
Trafo – motor stator	620	Voltm $V_2$ :	855/38D
Ampm $A_1$ :	926, 386	Voltm $V_3$ :	EP 1055/38A
Ampm $A_2$ :	38C	Hertz meter:	EP1027/38D
Ampm $A_3$ :	872/38C	Tachometer	Mærket E5011
<b>Tabel 22</b>			

## 19.10 J -Synkronoskop

### 19.10.1 Indstilling af målekonstanter i synkronoskop

DEFU's krav til synkronisering på el-nettet: Spændingen på en indkoblet generator skal være  $U_N$  med højeste forskel på 6 % ( $\Delta U_{\max} = + 6 \%$ ) og mindst på 10 % ( $\Delta U_{\min} = - 10 \%$ ). Denne forskel kaldes spændingsvinduet. Desuden skal frekvensen være 50 Hz med  $\pm 1 \%$  vindue. Disse krav er også gældende, når generatoren skal kobles sammen med en anden generator (paralleldrift).

Synkronoskopet kan programmeres, så det ikke giver signal, før spændingen og frekvensen opfylder disse krav. Synkronoskopet, som bruges i projektet, kommer fra DEIF A/S og er af typen CSØ-2.

#### Spændingsvinduet:

Spændingsvinduet kan programmeres asymmetrisk, Det betyder, at  $\Delta U_{\max}$  og  $\Delta U_{\min}$  kan vælges individuelt.  $\Delta U_{\max}$  kan vælges mellem 0 og +10 % og  $\Delta U_{\min}$  kan vælges mellem 0 og -10 %. Både  $\Delta U_{\max}$  og  $\Delta U_{\min}$  springer med et trin på 1 %. DEFU's krav om spænding kan således opfyldes.

#### Frekvensvinduet:

Det benyttede synkronoskop angiver frekvensforskellen mellem net - og generator. Dioderne i synkronoskopet lyser på skift, intervallet de tænder med, viser forskellen i net – og generatorfrekvens. En omdrejning per sekund er lig med 1 Hz i forskel. Det er ikke muligt at vælge frekvensvinduet ( $\Delta f$ ) direkte. I stedet skal fasevindue ( $\Delta \phi$ ) vælges. Fasevinduet kan ligesom spændingsvinduet vælges asymmetrisk; det vil sige,  $\Delta \phi_{\text{pos}}$  kan vælges mellem + 5 ° og + 40 °, og  $\Delta \phi_{\text{neg}}$  kan vælges mellem - 5 ° og - 40 °. Både  $\Delta \phi_{\text{pos}}$  og  $\Delta \phi_{\text{neg}}$  springer med trin på 1 °. Fasevinduet er, hvor stor en faseforskel der kan være mellem spændingen på generatoren i forhold til nettets spænding. Hvis fasevinduet sættes med lavere positiv værdi ( $\Delta \phi_{\text{pos}}$ ) end negativt værdi ( $\Delta \phi_{\text{neg}}$ ), så er det kun muligt at synkronisere, hvis generatorens frekvens er højere end nettets. Formelen til beregning af frekvensvinduet tager hensyn til fasevinduet og til, hvor længe ( $t_R$ ) skal give signal om mulig synkronisering. Denne tid kan vælges mellem 0 og 1 sekund med et trin på 0,1 sekund. Det er også muligt at vælge uendelig tid. I den stilling vil viseren hele tiden give signal om, de indstillede krav er opfyldt. Men hvis tiden er valgt til uendelig, så er det ikke muligt at synkronisere udenfor frekvensvinduet.

$$\Delta f \approx \frac{|\Delta \phi_{\text{neg}}| + |\Delta \phi_{\text{pos}}|}{360 t_R} \quad (19-65)$$

Hvis  $\Delta \phi_{\text{pos}}$  vælges mindst muligt (-5°),  $\Delta \phi$  sættes til DEFU's krav på 1 % og  $t_R$  vælges til 0,1 sekund, så kan  $\Delta \phi_{\text{neg,max}}$  findes.  $\Delta \phi_{\text{neg,max}}$  beregnes til 13 °. For at være sikker på, at frekvensforskellen er mindre end 1 Hz, så vælges her  $\Delta \phi_{\text{neg,max}}$  til 10 °. Så kan  $\Delta f$  beregnes igen med nye værdier

$$\Delta f \approx \frac{|5| + |10|}{360 \cdot 0,1} \approx \frac{15}{36} \approx 0,42\text{Hz}$$

Det betyder, at synkronoskopet kun giver signal, hvis frekvensen er 50 Hz  $\pm$  0,42 Hz, som er bedre end DEFU's krav.

Valgte målekonstanter:

$\Delta U_{\max} \approx 10\%$	$\Delta U_{\min} \approx 6\%$	$\Delta \phi_{\text{pos}} \approx 10^\circ$	$\Delta \phi_{\text{neg}} \approx 5^\circ$	$t_R \approx 0,1 \text{ sek.}$
<b>Tabel 23</b>				

<sup>10</sup> Se datablad for synkronoskop på vedlagte CD-rom

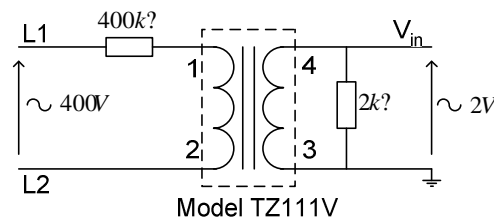
## 19.11 K -Måleenheder

### Indledning:

Formålet med opstillingen er at kontrollere strøm - og spændingstransducer samt elektronikken, som skal sørge for at lave en AC spænding, der kommer fra transduceren om til en DC spænding, DSP'en kan anvende. Spændingssignalet til DSP'en er fra 0 til 2 V, da DSP'ens A/D konverter kan håndtere dette spændingsinterval.

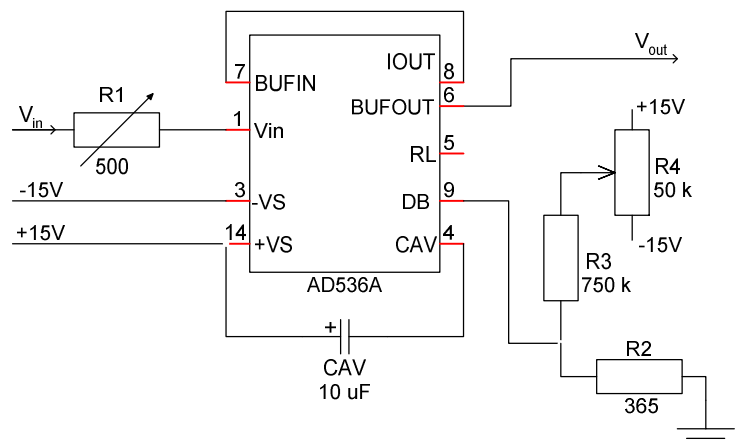
### 19.11.1 Spændingstransducer

Spændingstransduceren er en "Isolation Voltage Transformer" model TZ111V fra TAE HWA TRANS (se datablad på vedlagte CD-rom). Se Figur 73.



Figur 73: Diagram over spændingstransducer.

A/D konverteren kan kun modtage DC spændinger, signalet skal derfor først ensrettes. Til ensretning anvendes en "True RMS - to DC Converter" af typen AD 536A fra ANALOG DEVICES (datablad er på vedlagte CD-rom). Diagrammet over AD536A ses på Figur 74.



Figur 74: Diagram over AD 536A spændingskonverter.

Modstandene R1 og R4 bruges til at kalibrere konverteren med, så spændingen, som kommer ind på ben 1, stemmer overens med spændingen, der kommer ud på ben 6. Modstandene R1 til R4 samt CAV er oplyst i datablad.

Med Figur 73, Figur 74 og benyttet måleopstilling Figur 76, er der i laboratoriet lavet forsøg for at måle AC spændingen, som kommer ind i AD 536A og tilsvarende den DC spænding, der kommer ud fra AD 536A. Der er testet på forskellige spændingsniveauer, se Tabel 24.

I Tabel 24 kan det ses, at der er god overensstemmelse imellem  $V_{in}(AC)$  og  $V_{out}(DC)$ , så DC spændingen til DSP kittet ved en spænding på 400 V fra generatoren er lig med 1,698 VDC. Der er linearitet, og ligningen hedder  $V_{out} \approx 0,0042 \cdot U_{L1-L2}$ . (19-66)

Der er valgt at acceptere en spænding på 1,698 VDC ved 400 V over to af generatorklemmerne. Det betyder at skulle spændingen stige yderligere, er der stadigvæk mulighed for at optage denne værdi til DSP'en.

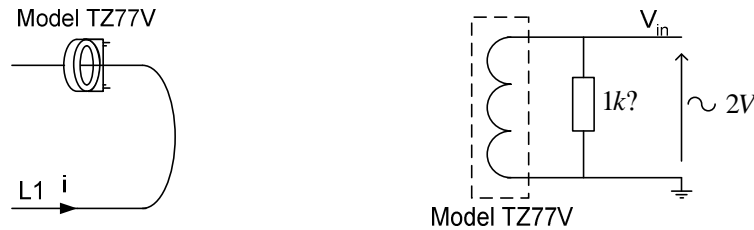
$U_{L1-L2}$ [V]	$V_{in} (AC)$ [V]	$V_{out} (DC)$ [V]
410	1,738	1,738
400	1,698	1,698
390	1,658	1,658
300	1,27	1,272
250	1,056	1,058

**Tabel 24**

### 19.11.2 Strømtransducer

Strømtransduceren er af typen "Current Transformer" model TZ77V fra TAE HWA TRANS (datablad er på vedlagte CD-rom).

Der er ligeledes lavet laboratorieøvelse med strømtransduceren. Fremgangsmåden er den samme som for spændingstransduceren. Her går den strømførende ledning, som der måles på igennem strømtransduceren. Den strømførende leder vil jævnfør Amperes lov inducere en spænding i den omsluttende målekreds. Se Figur 75.



Figur 75: Til venstre ses transduceren med den fysiske placering af lederen. Til højre ses diagram over model TZ77V.

Den inducerede AC spænding skal ensrettes, da A/D konverteren som tidligere nævnt kun kan modtage jævnspænding. Ensretningen af spændingen sker på samme måde som ved spændingsmålingen, hvor der bruges en AD 536A, se Figur 74.

Der er testet på forskellige strømniveauer, og resultatet kan ses i Tabel 25.

Det kan her ses, at når der går 5 ampere i den strømførende ledning, kommer der 1,868 VAC ud fra transduceren og efter ensretteren ligeledes 1,868 VDC, som videreføres til A/D konverteren. Der er linearitet, og ligningen hedder

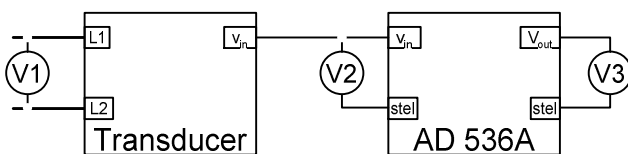
$$V_{out} \approx 0,375 \cdot i. \quad (19-67)$$

i [A]	V <sub>in</sub> (AC) [V]	V <sub>out</sub> (DC) [V]
5	1,868	1,868
4	1,498	1,501
3	1,122	1,126
2	0,745	0,75
1	0,368	0,375
0,5	0,186	0,192

**Tabel 25**

#### Måleopstilling:

Opstilling for spændingsmåling ses i Figur 76. Der er tilsvarende en opstilling for strømmåling, men denne er ikke vist her, da den eneste forskel er, at en fase føres igennem transduceren, således størrelsen af strømmen igennem generatoren kortlægges. I instrumentlisten er der ligeledes noteret et forsyningsinstrument, og denne er forsyning til AD 536A "True RMS to DC-konverter".



Figur 76: Den anvendte måleopstilling til kontrol af spændingstransducer og true RMS konverter.

Anvendte instrumenter:

Type	Nr.
Voltm. (V1)	EST 441
Voltm. (V2)	E-Nr. 2
Voltm. (V3)	E 11044
Ampm.	EST 586
Strømforsyning	E 10730

**Tabel 26**

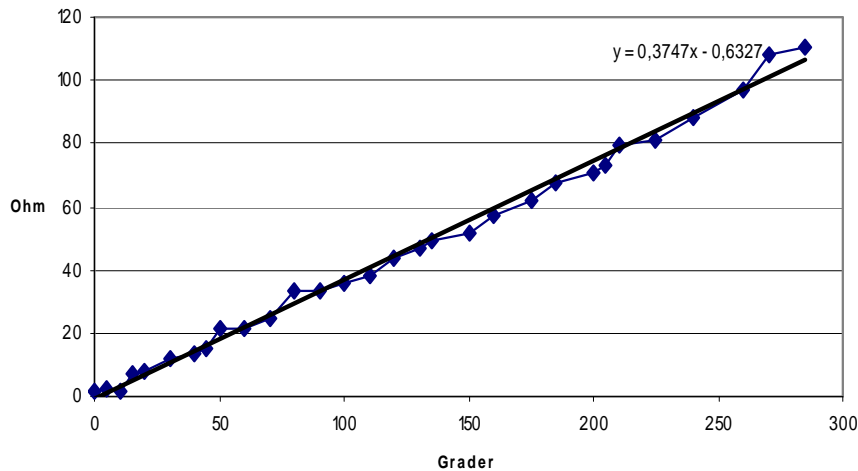
**Konklusion:**

Efter disse testmålinger på spænding – og strømtransducer er resultatet fundet tilfredsstillende. Kravet er, at der skal leveres et signal imellem 0 V og 2 VDC til DSP'en, for at denne kan arbejde med signalet. Ved 400 VAC ud af generatoren sender spændingstransduceren et signal på 1,698 VDC til DSP'en, og dette giver således DSP'en mulighed for at måle spændingen, hvis generatorspændingen overstiger 400 VAC. For strømtransduceren er det dog konstateret, at med den anvendte kreds er det ved maksimalt 2 VDC til A/D konverteren kun muligt at måle op til 5,3 A. Dette accepteres på trods af generatorens nominelle strøm på 5,8 A.

## 19.12 L –Potentiometer for finregulering

### 19.12.1 Bestemmelse af linearitet for potentiometer

For at kunne bestemme den lineære funktion af potentiometeret til finregulering er der optaget værdier af modstand i forhold til grader. I intervallet fra 0-285 grader er der optaget 30 målinger for modstanden. Værdier er indtastet i Excel ark, hvorefter der er optegnet en graf med tilhørende tendensligning. Tendensligningen er  $y = 0,3747x - 0,6327$ . På Figur 77 ses de optagne målinger samt tendensligningen.



Figur 77: Grafen viser den optagede måling for potentiometerets modstand samt tendensligning (sort).

**Konklusion for modstandsmåling:**

Som det kan ses på Figur 77, er der ved enkelte gradændringer næsten ingen forskel i den målte ohmske modstand. Eksempelvis ses det, at modstandsværdien ved 50° og 60° er ens. Dette kan have en betydning for reguleringen af hastigheden, men da der er en tilbageløb i reguleringssløjfen i form af aktuel hastighedsmåling til DSP'en, vil det ikke have den store betydning, da DSP'en blot forlanger at dreje potentiometeret yderligere. På den baggrund er lineariseringen godkendt.

Anvendte instrumenter:

Type	EST nr.
Multimeter	E 11044
<b>Tabel 27</b>	

### 19.12.2 Bestemmelse af startmoment for potentiometer

For at bestemme det startmoment DC servomotoren skal overvinde, er der ved hjælp af nedenstående opstilling, se Figur 78, fundet en værdi, som vil blive brugt i Matlab/Simulink. Denne måling er foretaget med en påmonteret drejeknap.

Der er viklet en snor omkring den manuelle drejeknap på potentiometeret, hvorefter der er sat en digital kraftmåler i snoren til måling af kraften. Herefter er der trukket i kraftmåleren, der optager kraften kontinuerligt, indtil drejeknappen følger med rundt. Den største kraft, der er målt, aflæses på kraftmåleren. Det er denne værdi, som vil blive brugt til udregning af startmoment for potentiometeret. I Tabel 28 ses værdierne, som skal bruges til beregning af startmoment. Se Figur 78 for nærmere forståelse af forsøget.

Dette giver følgende startmoment:

$$M = F \cdot r = 6,7 \cdot 10,4 \cdot 10^{-3} = 0,0697 \text{ Nm} \quad (19-66)$$

F [N]	r [m]
6,7	$10,4 \cdot 10^{-3}$
<b>Tabel 28</b>	

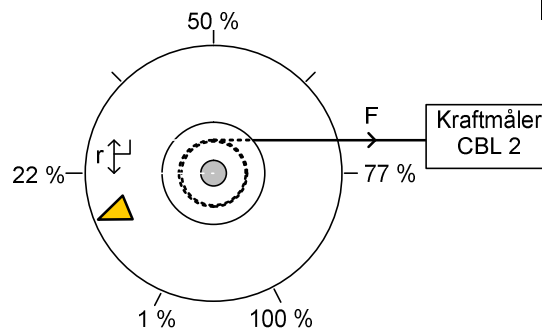
På motoren er en gearing med udvekslingen 188:1. Da gearingen anses for tabsfri, bliver det egentlige startmoment:

$$M_G = M \frac{1}{188} = \frac{0,0697}{188} = 3,7 \cdot 10^{-4} \text{ Nm} \quad (19-67)$$

Dette startmoment vil blive brugt i Matlab/Simulink under belastning af DC servomotor.

Anvendte instrumenter:

Type	EST nr.
CBL 2	1051015948 I-0800
<b>Tabel 29</b>	

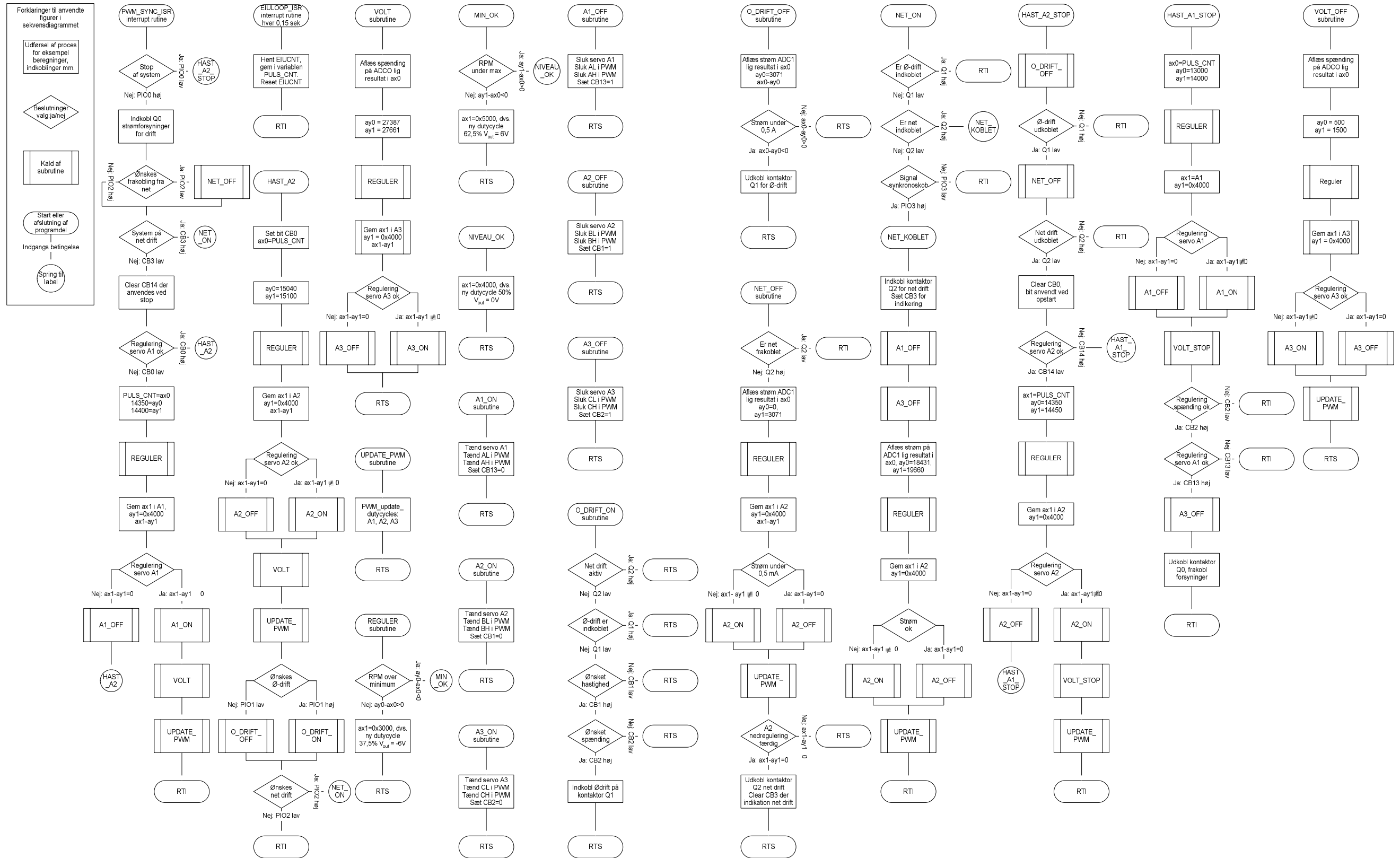


**Figur 78:** Dette skal illustrere den fysiske knap, hvorpå der er viklet en snor omkring potentiometeret og videre hen på det digitale måleinstrument for kraftmåling. 1 % til 100 % indikerer potentiometerskalaen. r indikerer momentarmen.

#### Konklusion for moment:

Den værdi, som er fremkommet ved ovenstående opstilling, er et udtryk for, hvor stort et startmoment der kræves for at dreje potentiometeret rundt. Det skal dog her bemærkes, at når systemet er i gang, kræves der ikke et tilsvarende moment til fortsat at dreje potentiometeret rundt. Der vil blive brugt det startmoment i Matlab/Simulink, som er udregnet i ligning (19-67), og det anses for værende realistisk.

19.13M -Sekvensdiagram







## 20 CD -rom indholdsfortegnelse





### Hjem:

-  -Synopsis
-  -Gruppen

### Rapport:

-  -Afleveret rapport
-  -Tidsplan
-  -Kontrolskema
-  -Projektbeskrivelse



### DSP:

-  -Main program
-  -Optager 1-program
-  -Optager 2-program
-  -Ekstra





### Test og Forsøg:

-  -Diverse forsøg



### Matlab:

-  -Matlab filer
-  -Beskrivelse af finregulering



### Datablade:

-  -Motorer
-  -Måleinstrumenter
-  -Elektronik
-  -Digital signal processor

### P-spice:

-  -3 faset ensretter
-  -DC – DC konverter

### Ekstra:

-  -Viewers og andre gratis ting 

## 21 Projektoplæg

### Generatorstyring

#### Indledning:

Dette projekt omhandler styring, regulering og overvågning af generatorer. Generatoren, der anvendes, skal kunne køre alene (ø-drift), sammen med et ”stift net” eller sammen med en tilsvarende generator. Generatoren er mekanisk sammenkoblet med en komponentmotor. Komponentmotoren virker som den primære drivkraft. Den genererede spændings frekvens styres således af komponent-motorens hastighed, mens spændingens amplitude bl.a. afhænger af magnetiseringsspændingens størrelse.

#### Projektbeskrivelse:

Et projekt inden for dette område indeholder en række problemstillinger med relevans for 4. semesters fagområde.

- ? Elforsyning
- ? Motor- og konverterudrustning
- ? Styring, regulering og overvågning

Formålet med projektarbejdet er at opbygge en brugbar styring således, at generatorer i ø-drift, paralleldrif eller i forbindelse med et stift net kan simuleres. Generatoren skal i ø-, og paralleldrif kunne holde en konstant skinespænding og en konstant frekvens ved belastning i området  $P_0$ - $P_{max}$ . Når generatoren er sammenkoblet med et stift net, skal generatoren levere maksimal effekt. Når de to generatorer kører parallelt, skal den aktuelle belastning deles. Ved ind- og udkoblinger af belastninger skal spænding og frekvens holde sig indenfor DEFU's krav for ”spændingskvalitet i lavspændingsnet”.

Styringen skal forsynes via en af maskinlaboratoriets trefasede transformatorer, som efterfølgende skal ensrettes til en DC-spænding. Herefter skal et styret kredsløb forsyne DC-servomotorerne med en DC spænding. Kredsløbet styres af en digital signalprocessor. DC-servomotorerne anvendes til styring af frekvens og spænding. Effektkredsløbet imellem forsyningsnettet og DC-servomotorer samt styrekredsløbet i mellem kontrollere og motoren skal derfor dimensioneres.

Projektarbejdet på 4.semester stærkstrøm udføres indenfor rammerne af teorikurserne:

Elfremskaffelse ( ELF 1 )

Elkonvertering ( ELK 1 )

Regulering, effektelektronik og digital signalbehandling ( RED 1 )

jævnfør kursuskataloget, samt på basis af færdigheder, der er opnået på 1., 2. og 3. semester.

Det er ikke realistisk, at alle gruppedeltagere kan behandle hvert emne i dybden inden for den tid, der er til rådighed, så en opdeling af projektet er nødvendig.

Følgende udstyr stilles til rådighed for projektet:

- ? 2 stk AEG generatorer
- ? 2 stk AEG komponentmotorer med tilhørende encodere
- ? Reguleringsudstyr for generatorer og komponentmotorer
- ? 1 stk ”forsyningsnet”
- ? 1 stk. trefaset transformer
- ? ADMC401 - single-chip DSP baseret kontroller fra Analog Devices

**Rapporten:**

Rapporten skal indeholde dokumentation for den udførte del af arbejdet, såvel analyse som beskrivelse af de implementerede løsninger herunder afprøvnings- og måleresultater<sup>11</sup>.

Rapporten må maksimalt være på 75 (normal) A4-sider, inkl. bilag.

Rapporten skal være indbundet samt hæftet eller limet i ryggen, ligesom spiralryg evt. kan anvendes.

Rapporten afleveres i 3 eksemplarer på E-sekretariatet, senest kl. 12.00 den fastsatte afleveringsdato.

Afleveringsdato: 16-12-2003

---

<sup>11</sup> Ref.: PSG-gruppens notat: **Strukturering af projektarbejdet.**