

# Lavfrekvente pendlinger i kraftsystem for jernbane

Øyvind Stensby

Masteroppgave vår og sommer 2006  
Institutt for elkraftteknikk, NTNU



## MASTEROPPGAVE

Kandidatens navn : Øyvind Stensby  
Fag : Energibruk og energiplanlegging – Elektrisk energi  
Oppgavens tittel (norsk) : Lavfrekvente pendlinger i kraftsystem for jernbane  
Oppgavens tittel (engelsk) : Low frequency oscillations in traction power systems.

Oppgavens tekst :

### Bakgrunn.

For omforming av elektrisk energi fra samkjøringsnettets 3-fase 50 Hz til jernbanens 15 kV 1-fase 16 2/3 Hz benyttes i stor grad roterende omformeraggregater. Aggregatene består av en synkronmotor og synkrongenerator montert på felles aksel og med et forhold i antall poler på 3 til 1. Omformeraggregatets motor er ikke utstyrt med dempeviklinger, og har en dominerende egenfrekvens i området 1.6-2.0 Hz. Effekttuttak med denne frekvensen på grunn av adhesjonskontroll eller uheldig regulering i lokomotiver kan eksitere aggregatene til svingninger som gir problemer i det matende trefasenettet, blant annet med spenningskvaliteten. Oppgavens hovedmål er å beskrive fenomener, peke på årsaker og foreslå tiltak som kan begrense disse problemene. En ønsker også å se de aktuelle problemer i lys av dagens krav til spenningskvalitet, blant annet om dagens krav er relevante i forhold til de reelle problemer.

### Momenter i oppgaven.

- Beskriv modell med grensesnitt i togets strømvaktaker og i den stive spenningen i det matende trefasenettet. Modellen implementeres i SIMPOW. Det legges spesiell vekt på omformereren.
- På basis av simuleringer, gjør rede for hvordan lavfrekvente pendlinger i roterende omformeraggregater kan påvirke spenningskvaliteten i det matende trefasenettet. Diskuter resultatene i lys av dagens krav til spenningskvalitet.
- Foreslå tiltak i trefasenett og omformerstasjon som kan begrense pendlinger og innvirkning på spenningskvalitet. Beskriv hvilke årsaksforhold og fenomener som er opphav til problemene med effektpendlinger og spenningskvalitet.

Oppgaven gitt : 13.03.2006

Besvarelsen leveres innen : 07.08.2006

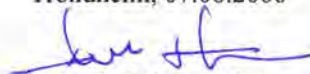
Utført ved (institusjon, bedrift) : Inst. for elkraftteknikk, NTNU

Kandidatens veiledere

: Frode Johnsen/JBV, Steinar Danielsen/JBV/NTNU,  
Trond Toftevaag/SINTEF Energiforskning.

Besvarelsen levert : 08.08.06

Trondheim, 07.08.2006

  
Arne T. Holen, faglærer

### Sammendrag

Det norske jernbanenettet har  $16\frac{2}{3}$  Hz som systemfrekvens. Omformingen fra 50 Hz skjer for en stor del ved roterende omformere, som er to synronmaskiner med ulikt poltall montert på samme aksling.

I forbindelse med innføring av nytt togmateriell er det observert store lavfrekvente pendlinger i effekten som tilføres omformerne. Disse pendlingene har sin bakgrunn i mekanisk resonans i omformeraggregatet, og det antas at denne resonansen eksiteres på grunn av den raskere styringen av traksjonsmotorene som er i de nye togtypene.

I rapporten modelleres omformeren detaljert, sammen med ulike typer magnetiseringsutrustninger som kan inkluderes.

Pendlingene diskuteres på bakgrunn av dynamiske simuleringer av togbelastning. Rotorens svingelikning bestemmer størrelsen og frekvensen på pendlingene. Det er videre vist at avstanden mellom omformerstasjon og tog har vesentlig innvirkning på effektpendlingenes størrelse.

Det er foretatt simuleringer som viser virkning av ulike dempende tiltak i omformeren. Det vises blant annet at en kan innføre ny regulatorutrustning med dempetilsats for å redusere effektpendlingene vesentlig. Også andre forslag til dempende tiltak er behandlet.

Pendlingene får konsekvenser for elkvaliteten i nettet i nærheten av omformerne. Simuleringene antyder at størrelse på spenningspendlinger som produseres av omformeren under pendleforløp kan være i størrelsesorden 1% p-p ved resonansfrekvensen. Krav til flimmernivå i elnettet er utformet på en måte som ikke rammer omformeraggregatens belastningsform, og det foreslås derfor at Jernbaneverket utarbeider et eget krav til maksimalt flimmernivå som produseres av omformerne.

## Forord

Med denne hovedoppgaven avslutter jeg min sivilingeniørutdannelse i studiet Energi og Miljø ved NTNU. Arbeidet har introdusert meg til en rekke nye problemstillinger og fagområder, som jeg ser fram til å ta med meg ut i arbeidslivet.

Arbeidet er utført for Jernbaneverket, og min kontaktperson der har i første rekke vært Steinar Danielsen, som har diskutert og kommet med verdifulle innspill. Jernbaneverket har videre bidratt til å legge til rette for oppgaven min, blant annet med å la meg utføre målinger på feltmaskinen til et omformeraggregat.

Videre ønsker jeg å takke forsker Trond Toftevaag ved Sintef Energiforskning, som alltid har tid til å diskutere problemstillinger, og professor Arne T. Holen, som har vært min faglærer.

Under arbeidet har jeg også vært i kontakt med en rekke andre personer, som velvillig har svart på spørsmål og sendt meg verdifull informasjon. Av disse ønsker jeg spesielt å takke Greger Jansson, Banverket, Sverige og Stefan Borsos, VG Power, Sverige, som begge velvillig har svart på spørsmål og oversendt meg informasjon om omformernes magnetiseringssystemer.

Til slutt håper jeg Jernbaneverket har nytte av arbeidet jeg har nedlagt, og at rapporten bidrar til å øke forståelsen av effektpendlinger i forbindelse med omformeraggregatene.

Trondheim, 8. august 2006



Øyvind Stensby

## Innhold

<b>Forord</b>	<b>i</b>
<b>1 Introduksjon</b>	<b>1</b>
1.1 Problemstilling og oppgaveavgrensing . . . . .	1
1.2 Kort historikk over norske elektriske jernbaner . . . . .	1
1.3 Dagens elektriske jernbaner i Norge . . . . .	2
1.4 Framtidens elektriske jernbaner . . . . .	3
1.5 Elektriske lokomotiver . . . . .	5
<b>2 Roterende omformere</b>	<b>7</b>
2.1 Enkel omformermodell . . . . .	7
2.2 Detaljert omformermodell . . . . .	9
2.2.1 Statorviklinger i trefasemaskinen . . . . .	9
2.2.2 Statorviklinger i enfasemaskinen . . . . .	13
2.2.3 Rotorviklinger . . . . .	14
2.2.4 Spenningsbalanse i maskinviklingene . . . . .	15
2.2.5 Ekvivalentkretser . . . . .	17
2.2.6 Metning . . . . .	21
2.2.7 Mekanisk likning . . . . .	23
2.2.8 Dynamisk modell . . . . .	23
2.3 Pendlinger . . . . .	25
<b>3 Magnetisering</b>	<b>27</b>
3.1 Reguleringsstrategier . . . . .	27
3.1.1 Konstant feltspenning . . . . .	27
3.1.2 Konstant strøm . . . . .	28
3.1.3 Automatisk spenningsregulering . . . . .	28
3.1.4 Konstant MVAr og konstant $\cos \phi$ . . . . .	30
3.1.5 Dempetilsats . . . . .	30
3.1.6 Driftsdiagram for en synkronmaskin . . . . .	31
3.2 Egenmagnetisert likestrøms feltmaskin . . . . .	32
3.3 Børsteløs magnetisering . . . . .	34
3.4 Statisk magnetisering . . . . .	39
3.5 Innstilling av regulatorene . . . . .	40
<b>4 Simuleringsmodell</b>	<b>43</b>
4.1 Omformer . . . . .	43
4.2 Spenningsregulering . . . . .	44
4.2.1 Likestrøms feltmaskin . . . . .	44
4.2.2 Børsteløs magnetisering . . . . .	48
4.2.3 Statisk magnetisering . . . . .	53
4.2.4 Kompensering . . . . .	56

4.2.5 Dempetilsats . . . . .	56
4.3 Nettverksbeskrivelse . . . . .	60
<b>5 Beskrivelse av omformerens dynamikk ved simuleringer</b>	<b>63</b>
5.1 Driftstilstand før forstyrrelse . . . . .	63
5.2 Omformerens respons på varierende enfaseeffekt . . . . .	64
5.2.1 Egenmagnetisert likestrøms feltmaskin . . . . .	65
5.2.2 Avstand mellom belastning og omformerstasjon . . . . .	68
5.2.3 Tilbakemating . . . . .	68
5.2.4 Kraftverk på trefasesiden . . . . .	69
5.2.5 Magnetiseringsutrustning . . . . .	69
5.2.6 Dempetilsats . . . . .	69
5.2.7 Omformer med dempeviklinger . . . . .	70
5.2.8 Systemets respons ved parallellkjøring av omformere . . . . .	70
5.2.9 Systemets respons i samkjøringsdrift . . . . .	71
<b>6 Diskusjon</b>	<b>73</b>
6.1 Beskrivelse av pendlinger . . . . .	73
6.2 Virkning av magnetisering og spenningsregulator . . . . .	74
6.3 Andre tiltak for å dempe pendlinger . . . . .	75
6.4 Virkning av samkjøring av enfasenettet . . . . .	75
6.5 Andre dempende tiltak i nettet . . . . .	76
6.6 Avhjelpende tiltak i tog . . . . .	76
<b>7 Konklusjon</b>	<b>78</b>
7.1 Videre arbeid . . . . .	79
7.2 Elkvalitet i trefasenettet . . . . .	80
7.2.1 Sprang . . . . .	81
7.2.2 Flimmer . . . . .	82
7.3 Elkvalitet i enfasenettet . . . . .	82
<b>A Spenningsregulatormodeller</b>	<b>85</b>
<b>B Belastningsmønstre for tog</b>	<b>88</b>
B.1 Fouriertransformasjon . . . . .	88
B.2 Målinger på Oppdal omformerstasjon mars 1999 . . . . .	89
<b>C Parametrisering av omformerne i Simpowmodellen.</b>	<b>94</b>
<b>D Metningskurver</b>	<b>96</b>
<b>E Målinger utført på Oppdal omformer.</b>	<b>100</b>
E.1 Utstyr . . . . .	100
E.2 Gjennomføring . . . . .	101
E.3 Databehandling og diskusjon . . . . .	105

E.3.1	Feltvikling . . . . .	105
E.3.2	Ankervikling . . . . .	108
E.3.3	Frekvensrespons . . . . .	110
E.4	Annen informasjon fra turen til Oppdal . . . . .	110
<b>F</b>	<b>Feltmaskin for børsteløs magnetisering</b>	<b>111</b>
<b>G</b>	<b>Simuleringsresultater</b>	<b>112</b>
G.1	Magnetisering med egenmagnetisert likestrøms feltmaskin . . .	114
G.2	Avstand til tog økt til 40 km . . . . .	118
G.3	Tilbakemating . . . . .	122
G.4	Kraftverk på trefasesiden . . . . .	126
G.5	Børsteløs magnetisering . . . . .	129
G.6	Statisk magnetisering . . . . .	132
G.7	Magnetisering med likestrøms feltmaskin og dempetilsats . . .	135
G.8	Børsteløs megnetisering med dempetilsats . . . . .	138
G.9	Statisk magnetisering med dempetilsats . . . . .	142
G.10	Dempeviklinger . . . . .	145
G.11	To parallelle omformere . . . . .	148
G.12	Samkjøring, tilfelle 1 . . . . .	152
G.13	Samkjøring, tilfelle 2 . . . . .	157
<b>H</b>	<b>Om notasjon</b>	<b>162</b>
<b>I</b>	<b>Datafiler</b>	<b>163</b>
I.1	Omformer.optpow . . . . .	164
I.2	Omformer.dynpow . . . . .	165

## 1 Introduksjon

### 1.1 Problemstilling og oppgaveavgrensning

Jernbanenettet i Norge er elektrifisert med en frekvens på  $16\frac{2}{3}$  Hz,  $\frac{1}{3}$  av frekvensen på 50 Hz i elnettet. Elektrisitet fra trefasenettet omformes via roterende og statiske omformere til jernbanenettets frekvens. De roterende omformerne består av to synkronmaskiner montert på samme aksling, men med ulikt poltall (et forhold på 3 : 1). I forbindelse med innføring av nytt togmateriell er det observert at det kan oppstå lavfrekvente effekt- og spenningspendlinger i nærheten av roterende omformere.

Hovedfokuset i dette arbeidet er å beskrive bakgrunnen for pendlingene og hvordan pendlingene oppstår. En detaljert teoretisk modell av omformeren med de to synkronmaskinene forklares. Ut ifra modellen beskrives hvordan pendlinger kan eksiteres på omformeraggregatene fra enfasesiden.

Videre utføres simuleringer av omformeren med overliggende trefasenett og en del av enfasenettet, med målsetning å beskrive og kvantifisere pendlingene. Ulike tiltak for å dempe pendlingene beskrives, og simuleringer utføres for å undersøke effekten av disse tiltakene.

I tidligere arbeider har det vært usikkerhet knyttet til hvordan magnetiseringsutrustningen til de to synkronmaskinene (spesielt trefasemotoren) bør modelleres og parametriseres, og hvilken innvirkning denne modellen har på dynamiske simuleringer. I dette arbeidet utledes og parametriseres modeller for ulike magnetiseringsutrustninger.

Pendlingene får konsekvenser for elkvaliteten både i enfase- og i trefasenettet, og en kort diskusjon om hvilke krav som gjelder for elkvalitet utføres også.

### 1.2 Kort historikk over norske elektriske jernbaner

På slutten av 1800-tallet begynte en å vurdere å benytte elektriske jernbaner framfor de tidligere dampjernbanene. Drivkraften bak dette var et håp om å forbedre drivstofføkonomien til jernbaneframdrift, ved at energiproduksjonen til traksjon kunne bli mer effektiv, og at toget ikke måtte frakte med seg tunge energikilder. Energien ble levert til toget mens det kjørte. Samtidig fikk man en renere jernbane.

I Norge ble den private Thamshavnbanen som den første jernbanestrekningen i Norge elektrifisert i 1908 [24]. Denne ble elektrifisert med 6.6 kV og 15 Hz systemfrekvens. Den første statseide banen som ble elektrifisert var Drammenbanen i 1922. Her var spenningen økt til 16 kV, og systemfrekvensen var  $16\frac{2}{3}$  Hz, som fremdeles er standard i Norge og store deler av Europa.



Denne lave frekvensen ble valgt for å lette kommutering i kommutatormotorene som ble benyttet. Den høye spenningen som vekselstrømsoverføringen muliggjorde reduserte overføringstapene og bidro til at man kunne benytte kontaktledninger med mindre tverrsnitt.

Gjennom flere perioder med ulik politisk vilje til å investere i elektrifisering av jernbanen, er i dag jernbanen i Oslo-området samt de tre lange fjernstrekningene til Stavanger, Bergen og Trondheim over Dovre elektrifiserte. Den siste av disse strekningene som var ferdig elektrifisert var Dovrebanen, som ble ferdig i 1970. Viktige jernbanestrekninger som i dag ikke er elektrifisert er Rørosbanen mellom Hamar og Støren, Nordlandsbanen mellom Trondheim og Bodø, Meråkerbanen mellom Trondheim og svenskegrensen, og Raumbanen mellom Dombås og Åndalsnes. På disse strekningene benyttes i dag dieseltog.

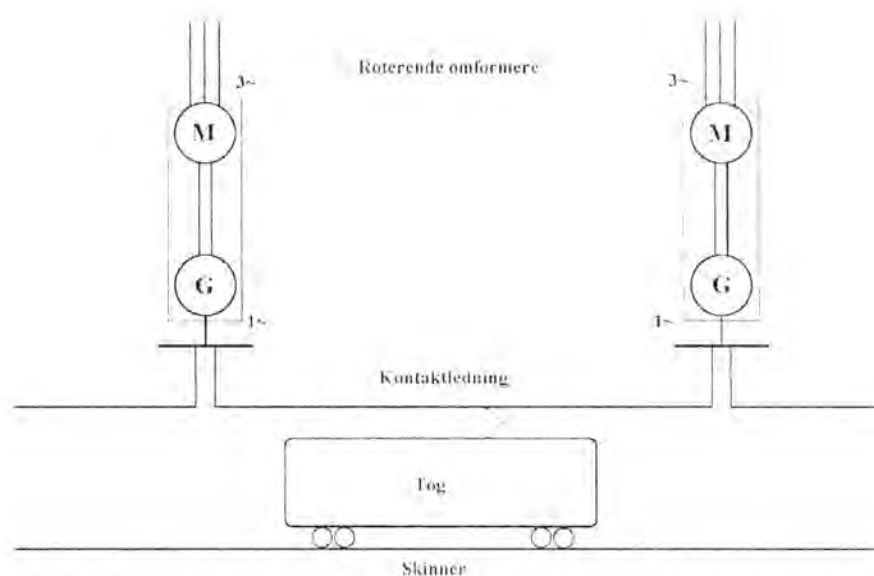
### 1.3 Dagens elektriske jernbaner i Norge

Det norske elektrifiserte jernbanenettet forsynes fra 35 omformerstasjoner langs jernbanelinjen. I tillegg har kraftverkene Kjosfoss og Hakavik installert enfasegeneratorer som produserer elektrisitet for jernbanenettet direkte. I forbindelse med Hakavik kraftverk er det bygget en 55 kV tofaset fjernledning som overfører lavfrekvent strøm til 5 transformatorstasjoner langs jernbanenettet. Vanlig avstand mellom to matepunkter er ca 80 km, men i Oslo-området er det flere omformere, og med stor installert ytelse. Figur 1 beskriver banestrømforsyningen prinsipielt mellom to omformere.

Omformerstasjonene forsynes med elektrisitet fra trefasenettet med 50 Hz systemfrekvens og omformer strømmen til enfaset  $16\frac{2}{3}$  Hz strøm. De fleste omformerne er roterende omformere, som består av en trefaset synkronmotor og en enfaset synkrongenerator montert på samme aksling. De fleste av disse omformerne er montert på jernbanevogner, slik at de lett kan flyttes til verksted for større vedlikehold, og til andre omformerstasjoner ved langvarige belastningsendringer.

De nyeste omformerne er statiske, og omformer strømmen ved kraftelektronikkomformere (halvlederkomponenter). Disse omformerne likeretter trefasestrømmen med en tyristorbro, og vekselretter strømmen til enfase ved en svitsjet transistorbro. Slike omformere krever store filtre for å undertrykke overharmoniske frekvenser som produseres av kraftelektronikken.

Returstrømmen fra togene går gjennom skinnene. Fordi skinnene er jordet, går store deler av returstrømmen i jord. Slike jordstrømmer er uønskede, og langs store deler av jernbanenettet er det derfor trukket egne returledninger som med jevne mellomrom henter inn strøm fra skinnene. Strømmen hentes inn med såkalte sugetransformatorer, som er strømtransformatorer med



Figur 1: Prinsipiell beskrivelse av banestrømforsyningen

omsetningsforhold 1:1, koplet til kontaktledningen.

Et kart over den norske banestrømforsyningen er vist i figur 2 på side 4.

#### 1.4 Framtidens elektriske jernbaner

Med unntak av Oslo-området er den norske banestrømforsyningen et desentralt system med lav installert ytelse. Tunge tog belaster en stor andel av den installerte ytelsen, og store effekter overføres over et kontaktledningsnett med høy motstand og ved relativt lavt spenningsnivå. Dette medfører høye tap i overføringen, og begrensninger i effekt som kan trekkes langs en strekning samtidig. Forventet framtidig belastning av linjene er økende, med flere og tyngre tog. Derfor blir det jobbet med tiltak for å forbedre strømforsyningen.

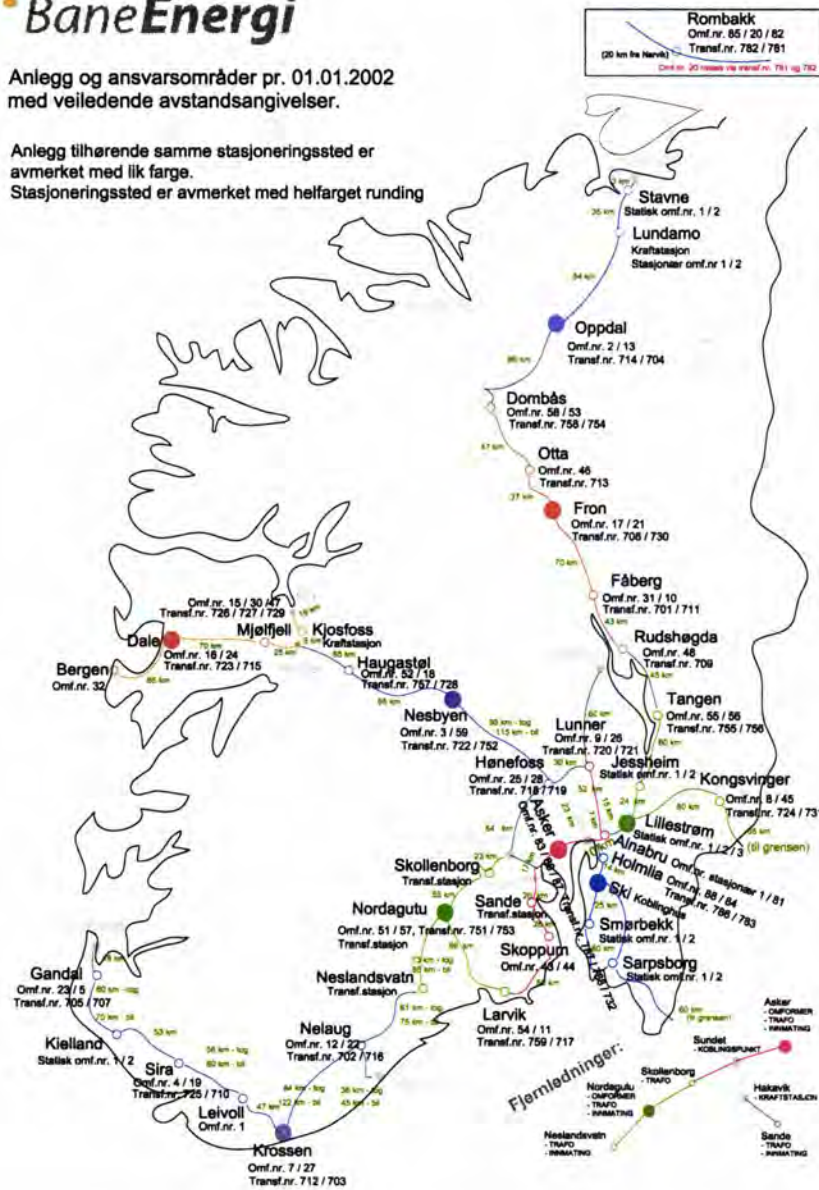
Langs enkelte strekninger bygges dobbeltspor. Dersom strømforsyningen til disse sporene knyttes sammen en eller flere steder langs strekningen vil man kunne oppleve halvert elektrisk avstand mellom omformer og tog.

Videre jobbes det med såkalte autotransformatorsystemer, som skal sørge for at energioverføringen i jernbanenettet skjer ved dobbel spenning. En ny negativleder må trekkes langs sporet, som vil ha negativt potensial i forhold til kontaktledningen.

## BaneEnergi

Anlegg og ansvarsområder pr. 01.01.2002 med veiledende avstandsangivelser.

Anlegg tilhørende samme stasjonsområde er avmerket med lik farge.  
Stasjonsområde er avmerket med helfarget rundning



Figur 2: Kart over banestromforsyningen i Norge

Det har vært vurdert å gå over til 25 kV og 50 Hz banestrømforsyning. Dette er ikke funnet mulig å gjennomføre, og det er bestemt at de elektriske jernbanene i Norge fortsatt skal forsynes med 16 kV og  $16\frac{2}{3}$  Hz i overskuelig framtid. Dersom nye strekninger skal elektrifiseres i framtiden kan det allikevel være aktuelt å elektrifisere med 50 Hz, ettersom installasjon av et slikt system er vesentlig billigere, og den økte spenningen medfører lavere kontaktledningstap.

### 1.5 Elektriske lokomotiver

Tidlige elektriske lokomotiver benyttet kommutatormotorer som traksjonsmotorer [17]. Disse var grunnen til at det ble valgt å elektrifisere jernbanene med et lavfrekvent system, ettersom kommutatormotorene fikk problemer med kommutering ved høye frekvenser. Motorenes spenning, og dermed momentet, ble i de tidligste lokene styrt ved at sinnrike systemer av kontaktorer tilkoplett uttak ved ulike spenningsnivåer på togtransformatorens sekundærside kunne koples til å levere et gitt antall spenningsnivåer til traksjonsmotorene. Senere ble regulering av motorspenningen også utført ved trinning av transformatorens primærside.

Motoren var vanligvis seriemagnetisert, men den kunne også mates ved en egen felttransformator. Feltviklingen måtte også ha vekselspenning som var i fase med ankerviklingen for at motorens moment hele tiden skulle opprettholdes i samme retning.

På slutten av 1950- og starten av 1960-tallet ble det gjort vellykkede forsøk med lokomotiver der spenningen fra enfasenettet ble likerettet med diodelikeretterbroer før de ble påtrykket likestrømsmotorer. Styringen skjedde fremdeles ved trinning av togtransformatoren på primærside. Dette åpnet for at lokomotiver også kunne bygges for linjer med 50 og 60 Hz strømforsyning.

Diodelikeretterbroen ble snart erstattet med tyristorlikeretterbroer, som kunne styre spenningen til likestrømsmotorens anker- og feltkrets automatisk (og raskt). Dette ga muligheter for å kunne implementere en rask og automatisert slirekontroll, som gjorde at togets trekkraft kunne økes med 15 - 25% i bratte stigninger. Videre eliminerte den automatiserte tyristorstyringen behovet for kontaktorer og releer i forbindelse med trinning av togtransformatoren.

De nyeste lokomotivtypene benytter seg av trefasede asynkronmotorer som traksjonsmotorer. Disse mates fra en trefaset vekselretter med variabel frekvens og spenning. Frekvensen og spenningsnivået bestemmer motorens pådrag. Vekselretteren får sin spenning fra en likestrømslink, matet av en svitsjet likeretterbro fra enfasenettet. Både aktiv og reaktiv effektbelastning kan styres i en svitsjet likeretterbro. Aktiv effekt styres her for å tilfredsstille traksjonsmotorens behov, mens reaktiv effekt i henhold til [22] vanligvis sty-

res til 0 MVA. Dette gjøres for å slippe å overdimensjonere likeretteren og togtransformatoren.

I Norge i dag er de fleste av de beskrevne framdriftssystemer i bruk i ulike lokomotiver:

- I EL14 styres vekselstrømsmotorer direkte på enfasenettet ved trinning av togtransformatoren.
- I EL15 styres likestrømsmotorer via diodelikeretterbro ved trinning av togtransformatoren.
- I EL16 styres likestrømsmotorer ved styring av tyristorlikeretterbro på togtransformatorens sekundærside.
- I EL18 styres trefasede asynkronmotorer av to svitsjede kraftelektronikkomformere (enfaset likeretter og trefaset vekselretter) som er koplet sammen via et likestrømsledd.

## 2 Roterende omformere

Roterende omformere er som tidligere nevnt en trefaset synkronmotor og en enfaset synkrongenerator montert på samme aksling. Ved at trefasemotoren har tre ganger flere poler enn enfasegeneratoren, blir frekvensen på enfasesiden av omformeren  $\frac{1}{3}$  av frekvensen på trefasesiden.

Omformerne er utført med 3, 5.8, 7, 10 og 20 MVA som nominell enfaseeffekt. Av disse er 5.8 MVA mest vanlig.

De fleste roterende omformerne er montert på jernbanevogner, slik at de kan transporteres over jernbanenettet ved belastningsendringer og større vedlikehold.



Figur 3: En 5.8 MVA roterende omformer i en omformerhall på Oppdal omformerstasjon

### 2.1 Enkel omformermodell

En synkronmaskin kan modelleres som en indre spenning  $E_{af}$  som ligger bak en synkronreaktans  $X_d$ . Spenningsbalanse i en slik krets gir med generatorisk referanse:

$$E_{af} = U_T + I \cdot jX_d \quad (1)$$

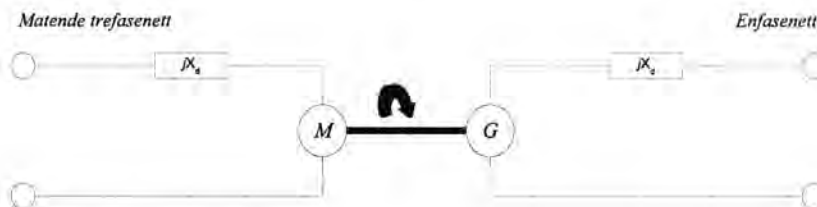
Her er  $I$  strømmen i kretsen,  $U_T$ ,  $E_{af}$  og  $I$  er komplekse størrelser (visere). Syneffekten  $S$  som omsettes i maskinen er effekten som går over luftgapet:

$$\begin{aligned} S &= E_{af} \cdot I^* \\ &= E_{af} \cdot \left( \frac{E_{af} - U_T}{jX_d} \right)^* \\ &= \frac{j|E_{af}|^2}{X_d} - \frac{j|E_{af}| \cdot |U_T| \cdot e^{j\delta}}{X_d} \end{aligned} \quad (2)$$

Den aktive effekten, som overføres til maskinens aksling, blir:

$$P = \operatorname{Re}(S) = \frac{|E_{af}| \cdot |U_T|}{X_d} \cdot \sin \delta \quad (3)$$

$\delta$  er vinkelforskjellen mellom maskinens klemmespenning og den indre maskinspenningen  $E_{af}$ . Det kan vises at denne vinkelen tilsvarer maskinens elektriske polhjulsinkel mellom statorfeltet og polhjulet i rotor [11]. Figur 4 viser en modell av en omformer med to slike forenklete synkronmaskiner på samme aksling.



Figur 4: Enkel modell av en omformer

Dette er en synkronmaskinmodell av første orden. Dette innebærer at kun en vikling med tilhørende differensiallikning er med i modellen: den ekvivalente per fase statorviklingen. Øvrig elektrisk dynamikk i maskinen er ikke modellert, og modellen har kun første ordens dynamisk respons.

Flere effekter neglisjeres med dette. For det første tar ikke modellen hensyn til magnetisk usymmetri i maskinen. Magnetisk usymmetri kommer som følge av at maskinen er utført med utpregede poler, og ville derfor i denne modellen innebære at synkronreaktansen  $X_d$  endres med polhjulsinkelen  $\delta$ .

Videre er dynamisk respons i resten av maskinens viklinger utelatt. Noe av denne dynamikken kan summarisk taes hensyn til ved innføring av korrigerende faktorer, for eksempel en dempekonstant i maskinens mekaniske likninger. Likevel blir det vanskelig å gjøre rede for alle effekter i en synkronmaskin ved hjelp av denne modellen.

## 2.2 Detaljert omformermodell

En mer detaljert modell av en synkronmaskin, som tar hensyn til magnetisk usymmetri ved utpregede poler, er beskrevet flere steder, blant andre i [3], [9], [10] og [15]. Ulike referansesystemer er valgt i ulike kilder, og det er i det følgende hentet elementer fra alle de nevnte kildene, men først og fremst fra [10].

Modellen tar utgangspunkt i maskinens fysiske utforming. Den har en stator med enfase eller trefasevikling, og en rotor med feltvikling og dempeviklinger rundt hele rotor. Dette er en femte ordens elektrisk modell, med fem modellerte viklinger.

Maskinen har et likt antall poler, men modelleres med kun to poler. Dette innebærer at den modellerte maskinen får  $en$  mekanisk omdreining per elektriske syklus.

### 2.2.1 Statorviklinger i trefasemaskinen

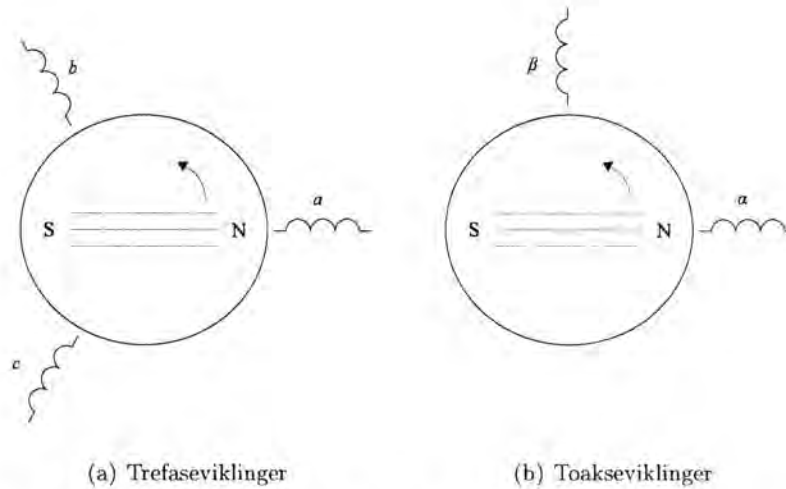
I en trefasemaskin setter statorviklingene opp et roterende magnetfelt, eller dreiefelt, i maskinen når trefasestrøm påtrykkes viklingene. Viklingene i hver av fasene er vist på konsentrert form i figur 5(a). Dreiefeltet i motoren består av en komponent fra hver av de tre faseviklingene. Ettersom feltet beskrives todimensjonalt, kan det enklere beskrives av to lineært uavhengige komponenter,  $\alpha$  og  $\beta$ , som står vinkelrett på hverandre. Dermed kan trefaseviklingene ekvivaleres med to viklinger som står vinkelrett på hverandre i stator. Dette er vist i figur 5(b).

Symmetriske strømmer i de tre statorviklingene kan skrives i tidsplanet som vist i likning 4.

$$\begin{aligned}i_a &= \hat{I} \cdot \cos(\omega_n t + \gamma) \\i_b &= \hat{I} \cdot \cos(\omega_n t - 120^\circ + \gamma) \\i_c &= \hat{I} \cdot \cos(\omega_n t + 120^\circ + \gamma)\end{aligned}\tag{4}$$

Her er  $\hat{I}$  strømmens amplitudeverdi,  $\omega_n$  er nettfrekvensen, og  $\gamma$  vinkelen mellom rotorens polhjul og strømvektoren i maskinen (dvs posisjonen til





Figur 5: Transformasjon fra tre til to statorviklinger. De to statorviklingene som står vinkelrett på hverandre i (b) er i stand til å produsere det samme dreiefeltet som trefaseviklingene i (a). Viklingene i (b) setter opp lineært uavhengige flukskomponenter.

statorviklingene som fører maksimal strøm).

Strømmene setter opp flukskomponenter langs samme akse som den konsentrerte viklingen ligger. Aksene benevnes  $a$ ,  $b$  og  $c$ , og er forskjøvet  $120^\circ$  fra hverandre som vist i figur 5(a). Maskinens rotasjonsretning er definert *mot* klokka, motsatt av rotasjonsretningen i nettanalyse.

I toaksesystemet i figur 5(b) ligger  $\beta$ -aksen  $90^\circ$  før  $\alpha$ -aksen. Dersom  $\alpha$ -aksen ligger med en vinkel  $\theta$  på  $a$ -aksen, blir strømmene i  $\alpha$ - og  $\beta$ -akseviklingene som i likning 5. Her er faktoren  $\frac{2}{3}$  med for at strømmene i det transformerte systemet skal ha lik amplitudeverdi som de fysiske trefasestrømmene.

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{2}{3} \cdot [i_a \cdot \cos(\theta + 0^\circ) + i_b \cdot \cos(\theta - 120^\circ) + i_c \cdot \cos(\theta + 120^\circ)] \\ i_\beta &= \frac{2}{3} \cdot [-i_a \cdot \sin(\theta + 0^\circ) - i_b \cdot \sin(\theta - 120^\circ) - i_c \cdot \sin(\theta + 120^\circ)] \end{aligned} \quad (5)$$

Strømmene  $i_\alpha$  og  $i_\beta$  setter opp et roterende magnetfelt som går gjennom jernet i maskinens rotor. Dersom maskinen har utpregede poler vil induktansen være større ved rotorpolene enn mellom polene, ettersom luftgapet er større mellom polskoene. Induktansen sett fra statorviklingene vil da være avhengig av polhjulets posisjon.

For å ta hensyn til dette tenker man seg at statorviklingene roterer like fort som maskinens rotor, og dermed stasjonært også like fort som den synkront

roterende referansen i nettet. Da kan en sette induktansen i den aksene som ligger parallelt med rotoren ( $d$ -aksen, direct axis) og den som ligger vertikalt på rotoren ( $q$ -aksen, quadrature axis) konstant og ulik hverandre. Slik omgår man problemet med tidsvarierende synkronreaktans for den påtrykte trefasestrømmen.

Når de to statoraksene roterer, vil vinkelen  $\theta$  mellom de faste statoraksene og det roterende aksesystemet ikke lenger være konstant, men den vil øke med en hastighet på  $\omega_a$ , rotorens vinkelhastighet. Dermed blir likningene for  $d$ - og  $q$ -aksestrømmer helt like som for  $\alpha$  og  $\beta$ -aksen. Forskjellen er at det nå går likestrøm i viklingene, og at en forestiller seg at viklingene roterer synkront med rotoren. Likningene for  $d$ - og  $q$ -aksestrøm ved roterende referanse er på matrisiform vist i likning 6.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\theta$  er nå den økende vinkelen mellom de faste statorviklingene og rotorens polhjul.

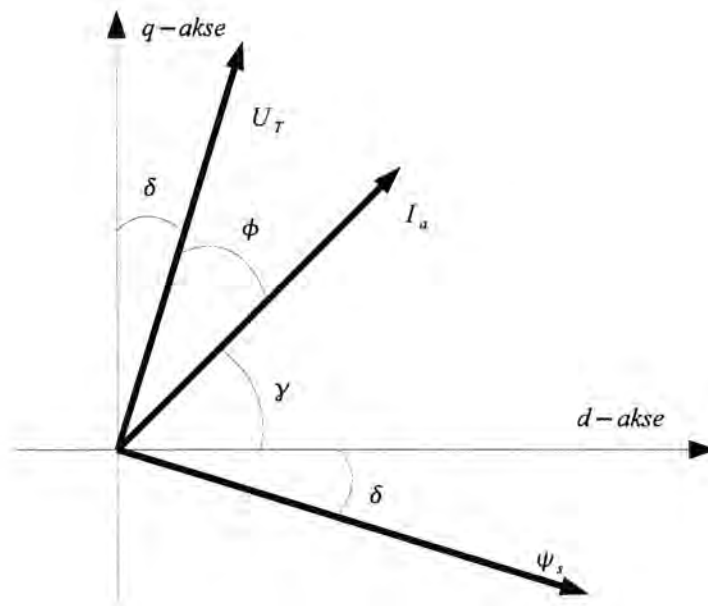
$$\theta = \int_0^t \omega_a d\tau \quad (7)$$

der  $\omega_a$  er rotorens omdreiningshastighet.

Denne transformasjonen fra trefasevariable til to maskinvariable med roterende aksesystem ( $dq$ -systemet) kalles Park-transformasjonen. På fullstendig form inkluderer den også nullstrømmer påtrykt maskinviklingene, men etter som maskiner vanligvis driftes med isolert nullpunkt, er dette utelatt her. Transformasjonen gjelder også for statorspenninger og for statorfluks i maskinen.

Ved å sette likning 4 inn i Park-transformasjonen (likning 6), og sette inn likning 7 for  $\theta$ , finner en følgende uttrykk for  $d$ - og  $q$ -aksestrømmene (forutsatt konstant nettfrekvens):

$$\begin{aligned} i_d &= \tilde{I} \cdot \cos\left(\int_0^t \omega_a d\tau - \omega_n t - \gamma\right) \\ i_q &= -\tilde{I} \cdot \sin\left(\int_0^t \omega_a d\tau - \omega_n t - \gamma\right) \end{aligned} \quad (8)$$



Figur 6: Vinkler i synkronmaskinen

Stasjonært settes  $\int_0^t \omega_a d\tau = \omega_N t$  (dvs at rotasjonshastigheten til rotor er lik rotasjonshastigheten til statorfeltet), og maskinstrømmene er stasjonært likestrømmer.

$$\begin{aligned} i_d &= \hat{I} \cdot \cos(\gamma) \\ i_q &= \hat{I} \cdot \sin(\gamma) \end{aligned} \quad (9)$$

For terminalspenningene gir tilsvarende utledning:

$$\begin{aligned} u_q &= \hat{U}_T \cdot \cos(\delta) \\ u_d &= \hat{U}_T \cdot \sin(\delta) \end{aligned} \quad (10)$$

der  $\delta$  er vinkelen mellom  $q$ -aksen og klemmespenningen. Denne vinkelen er dersom resistansen i statorviklingene neglisjeres den samme som maskinens polhjulsvinkel mellom statorfeltet og rotoren. Et diagram som viser vinklene mellom det roterende aksesystemet og strøm, spenning og fluks i maskinen er vist i figur 6. Fluksen er benevnt med  $\psi_s$ .

Fasespenninger og -strømmer kan finnes fra toaksestørrelser ved den inverse park-transformasjonen i likning 11:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

For  $i_a$ , og dermed ved symmetrisk nett også for strømmen  $i_{pos}$  i det positivt roterende systemet, gir dette:

$$i_a = i_d \cdot \cos(\theta) - i_q \cdot \sin(\theta)$$

$\sin \theta$  kan skrives på kompleks form som  $j \cos \theta$ . I tillegg er  $\theta$  stasjonært lik  $\omega_a t$ . Dermed kan fasestrømmen  $i_a$  skrives som:

$$i_a = (i_d - j i_q) \cdot \cos(\omega_a t) = |\hat{I}| \cdot \cos(\omega_a t + \gamma)$$

eller på viserform:

$$\hat{I}_a = i_d - j i_q = |\hat{I}| \cdot e^{j\gamma}$$

Tilsvarende utledning for maskinens terminalspenning  $U_T$  gir:

$$\hat{U}_T = u_d - j u_q = |\hat{U}| \cdot e^{j\delta} \quad (12)$$

Vinklene  $\gamma$  og  $\delta$  refereres her til maskinens roterende koordinatsystem. For å referere vektorene til nettets synkront roterende referanse må vektorene få en vinkeldreining som tilsvarende vinkelforskjellen mellom det maskinens koordinatsystem og den synkront roterende referansen. Dette kan inkluderes i Park-transformasjonen ved å legge til en vinkel  $\theta_0$  i definisjonen av den økende vinkelen  $\theta$ .

### 2.2.2 Statorviklinger i enfasemaskinen

Den samme modellen benyttes også for enfasemaskiner. En enfasemaskin har bare vikling i *en* akse i stator, og her blir det påtrykket vekselstrøm. Dermed er strømmene i de  $dq$ -transformerte viklingene også vekselstrøm, ettersom det aldri vil være strøm i aksene som står normalt på aksene til den fysiske viklingen. Strømmen i en enfasemaskin kan skrives på følgende måte:

$$i_g = \hat{I} \cdot \cos(\omega_n t + \gamma) \quad (13)$$

For en enfasemaskin gjelder dermed følgende  $dq$ -transformasjon:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = 2 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ -\sin \theta \end{bmatrix} \cdot [ i_g ] \quad (14)$$

Faktoren 2 er med for at den stasjonære strømmen i  $d$ -aksen skal bli like stor som strømmen i den faste statorviklingen.

Stasjonært er  $\theta = \omega_n t + \theta_0$ . Dersom en setter likning 13 inn i likning 14 og forutsetter stasjonære forhold, finner en de stasjonære strømmene i  $d$ - og  $q$ -aksen i stator til å være:

$$\begin{aligned} i_d &= \hat{I} \cdot \cos(\gamma) + \hat{I} \cdot \cos(2\omega_n t + \gamma) \\ i_q &= \hat{I} \cdot \sin(\gamma) - \hat{I} \cdot \sin(2\omega_n t + \gamma) \end{aligned} \quad (15)$$

Strømmene i  $d$ - og  $q$ -aksen i en enfasemaskin består dermed stasjonært av en likestrømskomponent og en vekselstrømskomponent med dobbel frekvens av nettfrekvensen. Park-transformasjonen for enfasemaskinen er valgt slik at likestrømskomponenten til disse strømmene blir lik som for trefasemaskinen.

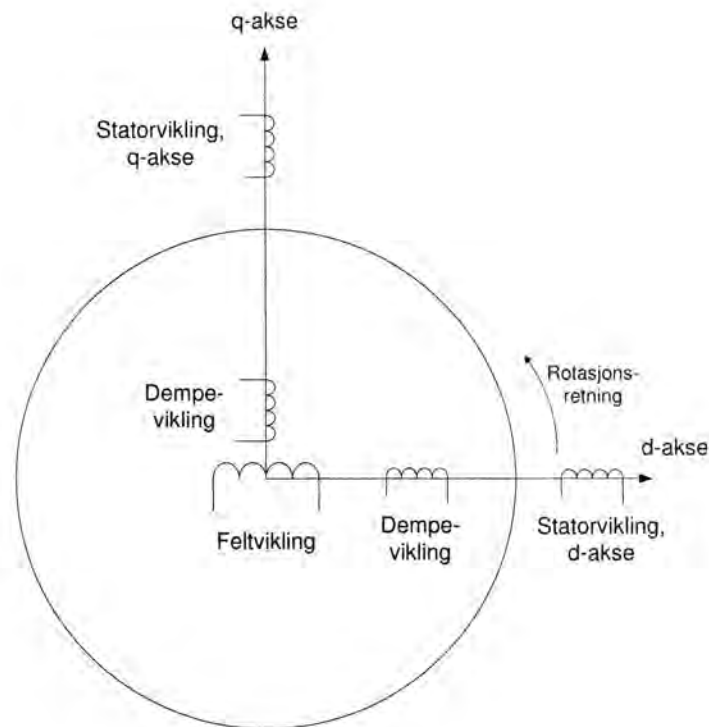
### 2.2.3 Rotorviklinger

Den viktigste viklingen i rotor er feltviklingen. Likestrømmen som går i denne viklingen setter opp et magnetfelt i jernet i rotor. Viklingen, og dermed feltet, ligger per definisjon i  $d$ -aksen, og feltviklingen har dermed ingen komponenter i  $q$ -aksen. Feltviklingen er utformet prinsipielt likt i en enfase- og en trefasemaskin.

I tillegg er det dempeviklinger i rotor. I trefasemotoren til Jernbaneverkets omformere er det ikke montert fysiske dempeviklinger, men dempeviklingene er inkludert i modellen for å ta hensyn til den dempende virkningen til virvelstrømmer som går i rotorjernet under transiente forløp. I enfasegeneratoren er det montert store dempeviklinger som skal dempe effektpendlinger med dobbel nettfrekvens fra enfasenettet. Dempeviklinger utfører som en burvikling rundt hele rotoren [11].

Dempeviklingene modelleres som en vikling i  $d$ -aksen og en i  $q$ -aksen som sitter fast på rotor. Klemmene til disse viklingene er kortsluttet.

Figur 7 viser en modellert maskin fra siden, med alle de modellerte viklingene.



Figur 7: Viklingene i synkronmaskinmodellen

#### 2.2.4 Spenningsbalanse i maskinviklingene

Den elektriske modellen av synkronmaskinen gir fem koplete differensiallikninger, en for hver vikling. Spenningsfallet over hver av vikingene er satt sammen av:

- ohmsk spenningsfall i vikingen
- egeninduktans
- magnetisk kopling med hver av de andre vikingene i samme akse
- rotasjonsindusert spenning

Dette kan i henhold til [9] skrives med motorisk referanse som vist i likning 16. Her er det valgt et felles pu-system for hele maskinen. Det er vanlig å referere et felles pu-system til statorklemmene. Pu-systemet er resiprokt, som innebærer at baseeffekten er lik for alle de modellerte vikingene. Dette forenkler likningenes struktur vesentlig.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_f \\ u_{kd} \\ u_d \\ u_q \\ u_{kq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{kd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_d \\ i_q \\ i_{kq} \end{bmatrix} \\
 &+ \omega_a \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -X_q & -X_{aq} \\ X_{af} & X_{af} & X_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_d \\ i_q \\ i_{kq} \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{1}{\omega_N} \cdot \begin{bmatrix} X_f & X_{af} & X_{af} & 0 & 0 \\ X_{af} & X_{kd} & X_{af} & 0 & 0 \\ X_{af} & X_{af} & X_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & X_q & X_{aq} \\ 0 & 0 & 0 & X_{aq} & X_{kq} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_d \\ i_q \\ i_{kq} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{16}$$

Her betegner  $u$  spenninger,  $i$  strømmer,  $R$  ohmske motstander og  $X$  induktanser. For disse størrelsene indikerer indeksene følgende:

- $f$  Feltvikling
- $d$  Vikling i statorens d-akse
- $q$  Vikling i statorens q-akse
- $kd$  Dempevikling i d-aksen
- $kq$  Dempevikling i q-aksen
- $af$  Betegner induktans mellom rotorens d-akse og stator
- $aq$  Betegner induktans mellom rotorens q-akse og stator
- $a$  Statorresistans i d- og q-akse

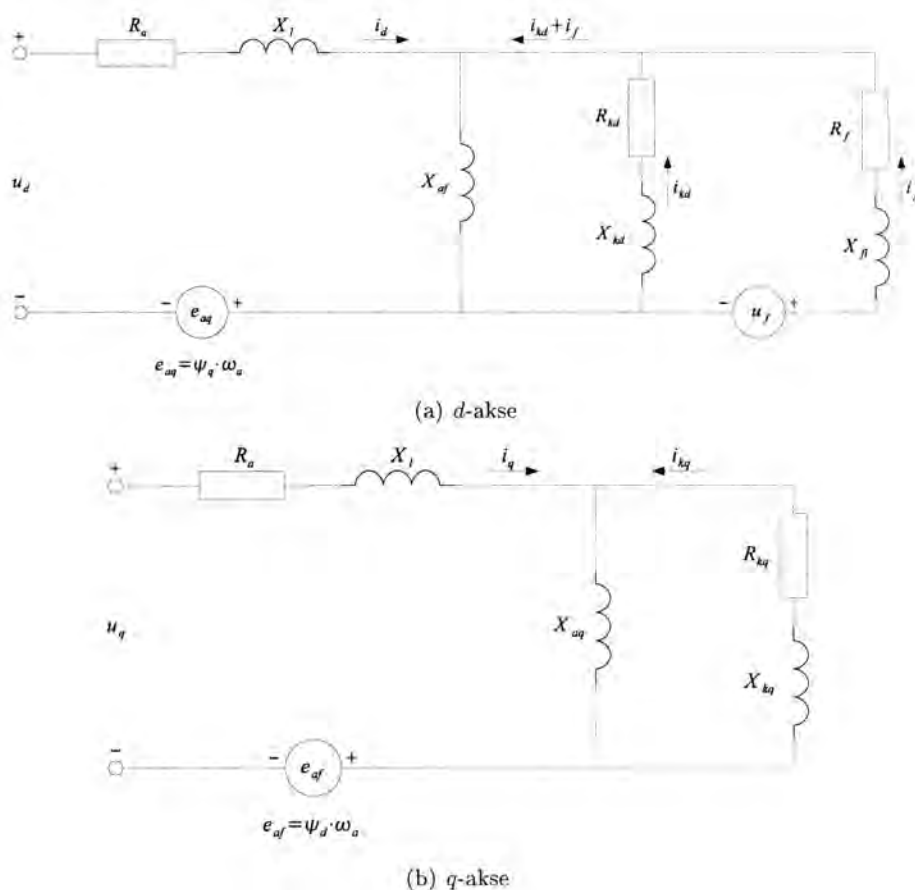
I tillegg er  $\omega_N$  den nominelle vinkelfrekvensen i nettet, og  $\omega_a$  rotorens vinkelfrekvens i pu.

I likning 16 er dempeviklingene alltid kortsluttet, slik at spenningene  $u_{kd}$  og  $u_{kq}$  alltid er lik 0. Feltspenningen  $u_f$  styres av magnetiseringsutrustningen, som beskrives nærmere i avsnitt 3. Dette er den eneste størrelsen som kan reguleres dynamisk i maskinen.

Rotorens roterende bevegelse, beskrevet i likning 16 ved  $\omega_a$ , induserer spenninger i statorviklingene som ligger  $90^\circ$  før rotorstrømmene, gitt av Faradays induksjonslov. Den induserte spenningen fra rotorens  $d$ -akse ligger dermed i statorens  $q$ -akse.

### 2.2.5 Ekvivalentkretser

Ekvivalentkretser for maskinen sett fra statorviklingene på bakgrunn av likning 16 er tegnet inn i figur 8. Her representerer spenningskildene  $e_{af}$  og  $e_{aq}$  koplingen til den andre akse på grunn av maskinens rotasjon. Egenreaktansen i hver av vindingene er satt sammen av en lekkreaktans og en gjensidig reaktans med de andre vindingene i samme akse. Den gjensidige reaktansen er valgt felles for alle vindingene i hver akse, og er for  $d$ -aksen  $X_{af}$  og for  $q$ -aksen  $X_{aq}$ .



Figur 8: Ekvivalentkretser

Data for synkronmaskiner oppgis ut i fra målte størrelser for maskinen. Størrelsene måles i tre ulike tidsintervaller. Det subtransiente intervallet beskriver den raske responsen i dempeviklingene, det transiente intervallet beskriver den noe tregere responsen i feltviklingene, mens det stasjonære intervallet kun beskriver hvordan synkronmaskinen oppfører seg stasjonært. Til hver



av tidsintervallene måles en ekvivalent reaktans for de to aksene sett fra stator. Reaktansene er:

- $X_d$  Stasjonær reaktans i  $d$ -aksen
- $X'_d$  Transient reaktans i  $d$ -aksen
- $X''_d$  Subtransient reaktans  $d$ -aksen
- $X_q$  Stasjonær reaktans i  $q$ -aksen
- $X''_q$  Subtransient reaktans i  $q$ -aksen

Fordi  $q$ -aksen ikke har feltviklinger, er den transiente reaktansen lik den stasjonære. Uttrykk for reaktanser og tidskonstanter for de tre tidsperiodene er utledet i [9] og gitt i de følgende avsnitt.

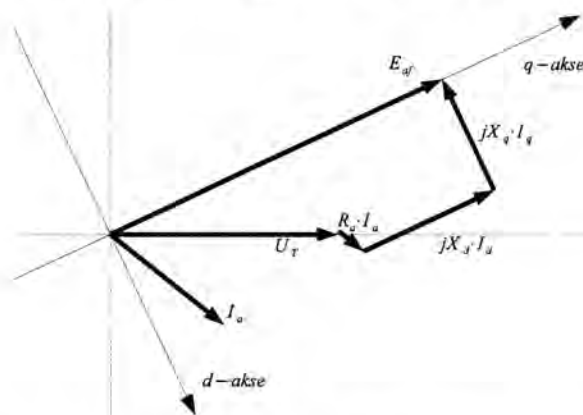
I den *stasjonære* tidsperioden er alle rotorstørrelser konstante. Derfor er reaktansen sett fra statorleddene egenreaktansen i den aktuelle statoraksen:

$$\begin{aligned} X_d &= X_l + X_{af} \\ X_q &= X_l + X_{aq} \end{aligned} \quad (17)$$

Spenningsbalansen for statorviklingene i den stasjonære tidsperioden er gitt av likning 18, der  $E_{af}$  er spenningen som induseres i statorens  $q$ -akse fra feltviklingen. Likningen er gitt med generatorisk referanse.

$$E_{af} = U_T + R_a \cdot I_a + jX_d \cdot I_d + jX_q \cdot I_q \quad (18)$$

Dette kan tegnes opp i et viserdiagram som vist i figur 9.



Figur 9: Viserdiagram for spenning og strøm i den stasjonære perioden

I det *transiente* intervallet endres de påtrykte statorspenningene, og fluksendringen fra statoren inducerer en respons i feltviklingen i  $d$ -aksen. Det

antas at responsen i feltviklingen her er så treg at responsen i dempeviklingen har dødd ut. Feltet i dempeviklingen forutsettes dermed konstant i dette tidsintervallet, mens det varierende statorfeltet inducerer strømmer i feltviklingen som motvirker fluksendringen fra stator. I dette intervallet kan dermed strømmen i dempeviklingene antas konstant og lik 0, og dempeviklingskretsen blir åpen. Responsen til denne tidsperioden dør ut med en tidskonstant som er gitt av tidskonstanten til feltviklingen. Dette gir den transiente reaktansen  $X'_d$  og tidskonstanten ved åpne statorklemmer (felttidskonstanten)  $T'_{d0}$  som i likning 19.  $q$ -aksen har ingen feltvikling, og derfor er den transiente  $q$ -aksereaktansen lik den stasjonære.

$$\begin{aligned} X'_d &= \left( X_l + \frac{X_{af} \cdot X_{fl}}{X_{af} + X_{fl}} \right) \\ T'_{d0} &= \frac{1}{\omega_N \cdot R_f} \cdot (X_{fl} + X_{af}) \end{aligned} \quad (19)$$

Spenningsbalansen i det transiente intervallet blir analog med det stasjonære intervallet, med en indre maskinspenning  $E'$  bak den transiente reaktansen for  $d$ - og  $q$ -aksen, gitt av likning 20.  $E'$  kan også her tolkes som den spenningen som induseres fra feltviklingen til statorens  $q$ -akse. Forskjellen til det stasjonære intervallet er at feltviklingens dynamikk er inkludert i modellen, og i den transiente tidsperioden vil en spenning induseres fra statorens  $d$ -akse til feltviklingen. Dermed blir den transiente maskinspenningen som sett fra statorviklingene:

$$\begin{aligned} E' &= U_T + R_a \cdot I_a + jX'_d \cdot I_d + jX_q \cdot I_q \\ &= E_{af} + j(X'_d - X_d) \cdot I_d \end{aligned} \quad (20)$$

Tilsvarende viserdiagram kan tegnes for det transiente intervallet som for det stasjonære intervallet. Dette er gjort sammen med det subtransiente intervallet i figur 10.

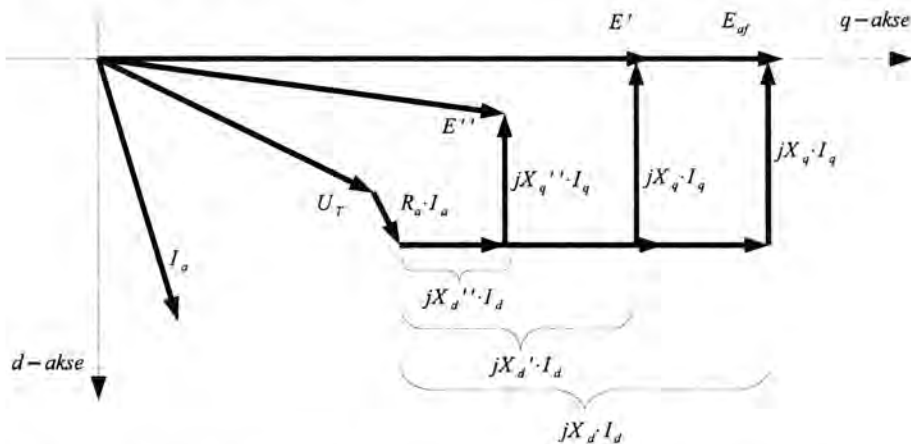
I det *subtransiente* intervallet rett etter at en endring er påtrykket statorklemmene, induseres det også strømmer i rotorens dempeviklinger. Dermed gjelder ikke lenger antakelsen om at strømmen her er lik 0, og reaktansen sett fra stator er gitt av parallellkoplingen av alle rotorreaktansene i serie med statorens lekkreaktans. Tidskonstanten som beskriver dette tidsintervallet blir tidskonstanten som sett fra dempeviklingene. Disse er gitt av likning 21 for de to aksene.

$$\begin{aligned}
 X_d'' &= \left( X_l + \frac{X_{af} \cdot X_{fl} \cdot X_{kdl}}{X_{af} \cdot X_{fl} + X_{fl} \cdot X_{kdl} + X_{af} \cdot X_{kdl}} \right) \\
 T_{d0}'' &= \frac{1}{\omega_N \cdot R_{kd}} \left( X_{kdl} + \frac{X_{af} \cdot X_{fl}}{X_{af} + X_{fl}} \right) \\
 X_q'' &= X_l + \frac{X_{aq} \cdot X_{kql}}{X_{aq} + X_{kql}} \\
 T_{q0}'' &= \frac{1}{\omega_N \cdot R_{kq}} \cdot (X_{kql} + X_{aq})
 \end{aligned} \tag{21}$$

Spenningsbalansen til maskinen i det subtransiente intervallet er helt analog med de to andre intervallene, og vist i likning 22. Her er  $E''$  maskinspenningen i den subtransiente perioden som sett fra nettet, og tolkes som spenningen som induseres i stator fra alle rotorviklingene.  $E''$  ligger dermed ikke bare i  $q$ -aksen, men har også en  $d$ -aksekomponent.

$$\begin{aligned}
 E'' &= U_T + R_a \cdot I_a + jX_d'' \cdot I_d + jX_q'' \cdot I_q \\
 &= E' + j(X_d'' - X_d') \cdot I_d + j(X_q'' - X_q) \cdot I_q \\
 &= E_{af} + j(X_d'' - X_d) \cdot I_d + j(X_q'' - X_q) \cdot I_q
 \end{aligned} \tag{22}$$

I figur 10 er et viserdiagram for alle de tre tidsperiodene tegnet inn i samme viserdiagram. En kan da se forskjellen på den indre maskinspenningen  $E_{af}$ ,  $E'$  og  $E''$  for de tre intervallene.



Figur 10: Viserdiagram for spenning og strøm i de tre tidsintervallene

Den stasjonære, transiente og subtransiente reaktansen i de to maskinaksene oppgis som merkedata for synkronmaskiner på bakgrunn av målinger. Fra likning 17, 19 og 21 benyttes disse målte verdiene til å beregne parametrene som

inngår i synkronmaskinens spenningsbalanse i likning 16. Statorresistansen  $R_a$  er gjerne oppgitt separat. Det vedlagte Matlabscriptet synkronmaskin.m beregner parametrene i likning 16 på bakgrunn av de stasjonære, transiente og subtransiente maskinparametrene.

De tre tidsintervallene benyttes også til å anslå synkronmaskinens oppførsel sett fra nettet under ulike typer drifts- og feilsituasjoner. Slike betraktninger er forenklete, og forutsetter blant annet konstant magnetisering av maskinen.

De dynamiske dataene for de to maskine til en 5,8 MVA omformer er oppgitt i [26].

### 2.2.6 Metning

Størrelsen på magnetfeltet i maskinen begrenses av jernets metningskarakteristikk. Ideelt antas ofte den magnetiske fluksen i jernet proporsjonalt med den drivende strømmen. Under metning er ikke dette tilfelle, og det er en ulineær sammenheng mellom strømmen og fluksen.

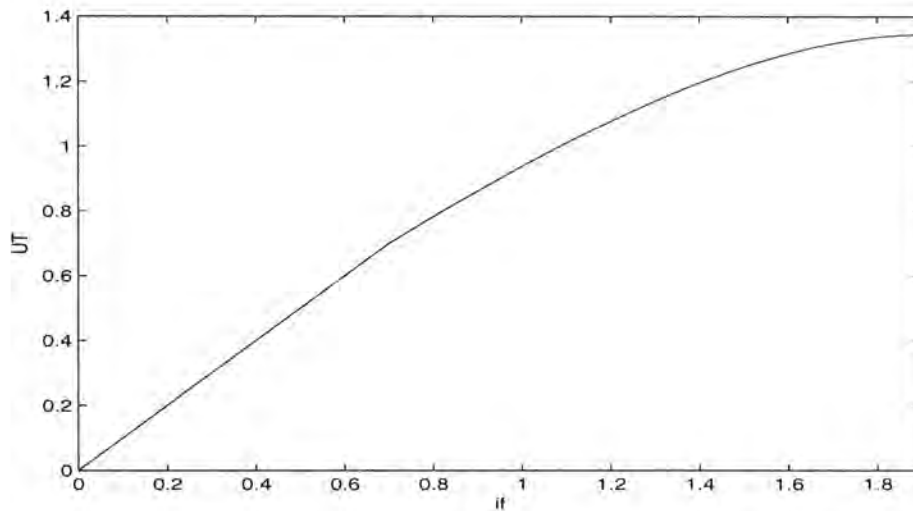
Dersom det antas at metning i  $d$ - og  $q$ -aksen er uavhengige, påvirkes kun de gjensidige reaktansene  $X_{af}$  og  $X_{aq}$  av metningsfenomener, fordi disse beskriver fluksens vei gjennom jernet i maskinens magnetkretser. Det bør her påpekes at egeninduktansen til en spole er summen av den gjensidige induktansen og lekkinduktansen. Dette innebærer at alle reaktansene  $X$  i likning 16 påvirkes av metning.

Metningsdata for en synkronmaskin er som oftest kun tilgjengelig ved tomgangsdrift av aggregatet, der maskinens klemmespenning  $U_T$  er plottet som en funksjon av feltstrømmen  $I_f$ . I denne driftssituasjonen er klemmespenningen lik den indre maskinspenningen  $E_{af}$  som induseres i maskinens  $q$ -akse fra feltviklingen. Ettersom  $E_{af}$  ved konstant rotasjonshastighet er gitt av  $i_f \cdot X_{af}$ , vil denne induserte spenningen reflektere metningen til  $X_{af}$ , gitt av forholdet mellom  $E_{af}$  og  $i_f$ .

En slik metningskurve er vist prinsipielt i figur 11. I vedlegg D er metningskurven for motoren til en 5,8 MVA omformer vist.

Som figuren viser, er den første delen av metningskuven (ved lav feltstrøm) tilnærmet lineær, mens metningen får mer å si ved høy feltstrøm. For den lineære delen kan en finne et stigningstall  $K_m$  for metningskurven. I [3] defineres så en metningsfaktor  $S$  for hvert spenningsnivå  $U_T(i_f) = X_{af0} \cdot i_f0$ , slik at

$$S = \frac{i_f - i_{f0}}{i_{f0}} \quad (23)$$



Figur 11: Prinsipiell metningskurve for en synkronmaskin

Dermed blir terminalspenningen  $U_T$  gitt av:

$$U_T = \frac{X_{af0} \cdot i_f}{1 + S}, \quad (24)$$

og  $X_{af}$  kan skrives som:

$$X_{af} = \frac{X_{af0}}{1 + S} = X_{af0} \cdot \frac{i_{f0}}{i_f} \quad (25)$$

Dermed kan den gjensidige reaktansen i  $d$ -aksen  $X_{af}$  representeres som en funksjon av metningen.

Ved angivelse av metningsdata oppgis ofte metningsfaktoren  $S$  for kun to punkter på metningskurven. Hvilke to punkter som helst kan oppgis, men det er vanlig å oppgi metningsfaktoren ved  $U_T = 1.0$  pu og ved  $U_T = 1.2$  pu. Ulike former for kurvetilpasning kan så gjøres for å tilnærme en metningskurve. For eksempel tilnærmes metningskurven i [3] ved eksponensialkurven  $S = A_G \cdot e^{B_G \cdot U_T}$ , der parametrene  $A_G$  og  $B_G$  beregnes ut ifra de to oppgitte punktene. For terminalspenninger mindre enn 0.8 pu neglisjeres metning.

Metningsdata for  $q$ -aksen er sjeldent tilgjengelige, og ettersom fluksen i  $q$ -aksen i vanlig drift er vesentlig mindre enn i  $d$ -aksen neglisjeres ofte metning i  $q$ -aksen.

### 2.2.7 Mekanisk likning

Stasjonært roterer omformerens rotor med konstant hastighet. De fire maskinene som er montert på rotoren (trefasemotor, enfasegenerator og to feltmaskiner) produserer et mekanisk moment hver, som sammen med momentet fra rotorens friksjon stasjonært må balansere.

Under transiente forhold vil ikke disse momentene balansere, og summen av momenter vil akselerere eller bremse rotoren etter likning 26, maskinens mekaniske likning.

$$T_a \cdot \dot{\omega}_a = \sum m \quad (26)$$

Her er  $T_a$  aggregatets akselerasjonstid, og angir den mekaniske tregheten til akslingen.

Det mekaniske dreiemomentet  $m$  til en synkronmaskin kan uttrykkes ved strømmene og de rotasjonsinduserte spenningene i maskinen som vist i likning 27.

$$m = \frac{1}{\omega_a} \cdot \mathbf{I}^T \cdot \mathbf{E} = \frac{1}{\omega_a} \cdot \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (27)$$

Dette kan videre uttrykkes kun ved maskinstrømmene:

$$m = X_{af}(i_f + i_{kd})i_q + (X_d - X_q)i_q i_d - X_{aq}i_{kq}i_d \quad (28)$$

### 2.2.8 Dynamisk modell

I en dynamisk simuleringsmodell implementeres likning 16 med de beregnede parametrene for synkronmaskinen. Synkronmaskinen er tilkopleet et elektrisk nettverk, og maskinmodellen utveksler spenninger, strømmer og effekt med nettmodellen via Park-transformasjonen (likning 6) og den inverse Park-transformasjonen (likning 11).

Utgangspunktet for en dynamisk simulering er en stasjonær lastflyt. Alle strømmer og spenninger, og all effektflyt i nettet må være kjent før en dynamisk analyse kan gjennomføres. Ved synkronmaskinens maskinklemmer er derfor statorspenningene og -strømmene og dermed aktiv og reaktiv effektflyt i maskinen kjent før første iterasjon i simuleringen.

Ved første iterasjon av simuleringen beregnes aggregatets rotasjonshastighet fra likning 26, før det komplette differensiallikningesettet i likning 16 løses for å finne maskinstrømmene. Tilsvarende dynamiske beregninger gjøres for alle

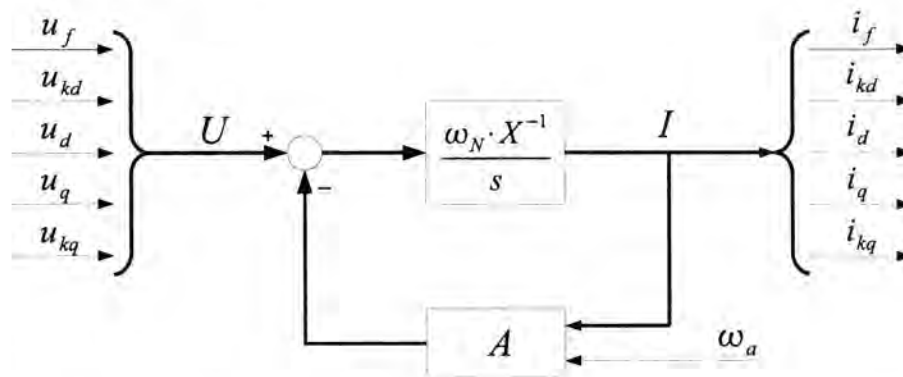
dynamiske komponenter i nettet, før en ny lastflytanalyse gjennomføres, som bestemmer den komplette lastflyten ved denne iterasjonen.

Numeriske algoritmer utformes helst slik at differensiallikninger løses ved integrasjon, for å unngå numeriske problemer. Dette realiseres for en synkronmaskin ved å benytte statorspenningene fra lastflytanalysen til å løse de elektriske likningene i maskinmodellen.

Likning 16 kan skrives på matriseform og ordnes med de tidsderiverte av strømmene på venstre side, som gjort i likning 29. Likningene kan da løses med hensyn på maskinstrømmene.

$$\frac{1}{\omega_N} \cdot \mathbf{X} \cdot \dot{\mathbf{I}} = -(\mathbf{R} + \omega_a \mathbf{G}) \cdot \mathbf{I} + \mathbf{U} \quad (29)$$

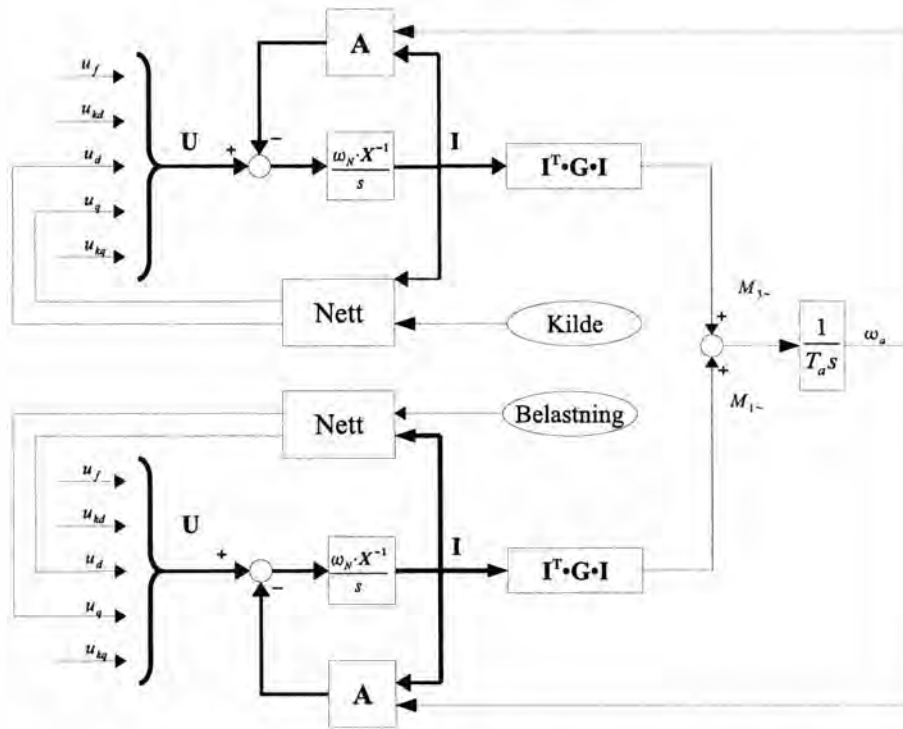
Denne likningen kan tegnes som et blokkskjema på multivariabel form, som vist i figur 12.



Figur 12: Blokkdiagram for synkronmaskin på multivariabel form

Maskinstrømmene ved neste iterasjon beregnes, og statorstrømmene blir dermed kjent i lastflytlikningene. Likning 28 antyder at maskinens aktive effekt kan beskrives kun ved hjelp av maskinstrømmene. På tilsvarende måte kan også maskinens reaktive effekt uttrykkes kun ved maskinstrømmene, slik at en i maskinmodellen beregner den aktive effekten  $P$  og den reaktive effekten  $Q$  som utgangspunkt for lastflytlikningene ved denne iterasjonen.

Et blokkskjema for hele omformerer kan lages ved å summere momentet fra to maskiner på samme form som vist i figur 12, sammen med momentet fra feltmaskinene og rotorens mekaniske friksjon. Figur 13 viser dette prinsipielt kun med de to synkronmaskinene. Videre er en blokk for nettet på hver side av omformerer inkludert i figuren. Dette representerer en dynamisk og ulineær modell av omformerer, som lar seg implementere i ulike programvare, blant andre Matlab/Simulink. En står med en slik modell også fritt



Figur 13: Blokkdiagram for en roterende omformer med to synkronmaskiner

til hvordan enfase- og trefasenetten modelleres, slik at en for eksempel har muligheten til å representere enfasetten med en momentanverdimodell.

### 2.3 Pendlinger

I dette avsnittet beskrives den grunnleggende naturen til effektpendlinger som kan oppstå i roterende omformere. Den følgende diskusjonen begrenser seg i hovedsak til en omformer i separat drift. Betragtningene gjelder i hovedsak i den transiente tidsperioden.

Belastningen på omformerens enfaseside styres av togenes motordrifter, og er kun avhengig av togets pådrag og motordriftens styring. Statorstrømmene til enfasemaskinen legger seg akkurat slik at rett mengde aktiv effekt trekkes fra maskinen.

Når denne belastningen varierer vilkårlig som en funksjon av tid, oppstår det en momentan ubalanse i de mekaniske momentene som virker på motorakslingen, som får akslingen til å akselerere eller retardere. Effekten på trefasesiden av omformereren er gitt av polhjulsvinkelen  $\delta$  til trefasemotoren.



Under lineariserte betingelser er denne sammenhengen proporsjonal, og polhjulets posisjon kan beskrives som en 2. ordens differensiallikning, en svingelikning. Ved raske endringer i enfaseeffekten kan dermed trefaseeffekten bli oscillatorisk.

Under slike oscillasjoner i trefaseeffekten og den felles akslingen vil pendlingene til aggregatets polhjul kunne gi opphav til spennings- og frekvensvariasjoner både på enfasesiden og på trefasesiden. Den indre spenningen  $E_{af}$  som induseres i maskinene er proporsjonal med rotasjonshastigheten, og frekvensen ved maskinklemmene defineres i stor grad av maskinens rotasjonshastighet. På enfasesiden følger statorstrømmene polhjulsendingene på en slik måte at rett effekt trekkes fra maskinen. Dette gir opphav til frekvens- og spenningspendlinger på omformerens enfaseside. Dette beskrives i detalj av likning 16 på side 16.

Polhjulsvinkelen til enfasegeneratoren bestemmes dermed av statorstrømmene som påtrykkes fra enfasenettet, mens polhjulsvinkelen til trefasemotoren bestemmes av rotordynamikken, der statorfeltet på trefasesiden roterer med konstant vinkelhastighet.

Det faktum at trefasemotoren ikke er utstyrt med fysiske dempeviklinger bidrar til at utdempningen av effektpendlinger mot trefasenettet blir dårlig. Tidligere observasjoner og simuleringer antyder at pendlefrekvensen til en 5.8 MVA roterende omformer er rundt 1.5 Hz.

Pendingene som oppleves i enfasenettet kan skape problemer for lokomotiver, og i ytterste konsekvens stoppe tog. Dette innebærer store kostnader for togoperatører og reisende. Pendlinger i trefasenettet kan føre til flimrer i belastninger i nærheten, og føre til økt slitasje på utstyr. En frykter også at pendlinger kan føre til økt slitasje på omformerne.

Effektsprang i enfasenettet kan oppstå på flere måter. Den mest åpenbare er ved koplinger i nettet, spesielt som følge av kortslutninger eller andre feil, der belastningen på en omformer plutselig forsvinner.

Videre kan togenes slirekontroll lage repeterte store lastavslag med påfølgende oppbygning av last. Slik regulering er vanlig i nye lokomotiver, der motorstyringen er helt automatisert. Dette vil kunne lage pendlinger som varer i lengere tidsperioder, mens toget er i nærheten av omformerene.

### 3 Magnetisering

Størrelsen på strømmen  $i_f$  i feltviklingen til en synkronmaskin bestemmer den induserte spenningen i statorens  $q$ -akse,  $e_{af}$ , og dermed  $u_q$ . Stasjonært styres dermed maskinens klemmespenning ved feltstrømmen.

Under transiente forhold kan feltstrømmen styres dynamisk for å motvirke pendlinger. Dette oppnås ved å styre maskinens klemmespenning i motfase med pendlingene, og dermed dempe disse aktivt. Dette kan gjøres ved hjelp av en dempetilsats som aktivt motvirker endringen i et målt signal ved synkronmaskinen (eks. aktiv effekt  $P$ ). Et stabiliserende signal fra dempetilsatsen tilføres spenningsregulatoren.

Magnetiseringsutrustningen kan utformes på flere måter. Spenning må kunne påtrykkes feltklemmene fort nok til at ønsket regulering av feltstrømmen kan realiseres. Samtidig er ofte feltstrømmen svært stor. Derfor kreves en kraftig spenningskilde. Ofte installeres en egen maskin (feltmaskin) for å levere nok effekt til å magnetisere maskinen. Synkronmaskinens feltviklinger er på en roterende aksling, og feltstrømmen overføres vanligvis til akslingen ved hjelp av sleperinger og kullbørster.

De ulike magnetiseringsutrustningene som behandles i denne oppgaven er:

- Egenmagnetisert likestrøms feltmaskin med spenningsregulator. Det er denne løsningen som benyttes i roterende omformere i dag.
- Børsteløs magnetisering. Jernbaneverket og det svenske Banverket jobber med å oppgradere sine magnetiseringssystemer til denne løsningen.
- Statisk magnetisering. Denne løsningen benyttes i de fleste større vannkraftaggregater.

I de følgende kapitler behandles de ulike reguleringstrategier som kan benyttes til spenningsregulering, og de nevnte former for magnetiseringsutrustning.

#### 3.1 Reguleringsstrategier

I dette avsnittet beskrives ulike reguleringsstrategier for magnetiseringssystemet.

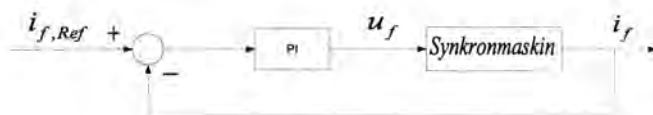
##### 3.1.1 Konstant feltspenning

Feltstrømmen  $i_f$  magnetiserer en synkronmaskin, og sørger for at spenning blir indusert i maskinens  $q$ -akse når maskinen roterer. I utgangspunktet tren-

ger maskinen derfor en tilstrekkelig stor feltstrøm for at maskinen skal kunne gå synkront med nettverket. Feltstrøm kan produseres ved å påtrykke en konstant feltspenning på maskinens feltklemmer.

### 3.1.2 Konstant strøm

For å sikre konstant feltstrøm under ulike driftsforhold kan magnetiseringsutrustningen utformes med en feltstrømsregulator. Manuell kontroll av maskinens magnetisering realiseres vanligvis på denne måten. En sier da at magnetiseringen er i håndkontroll. Figur 14 viser et blokkskjema for denne magnetiseringen. Her antyder blokken PI en PI-regulator.



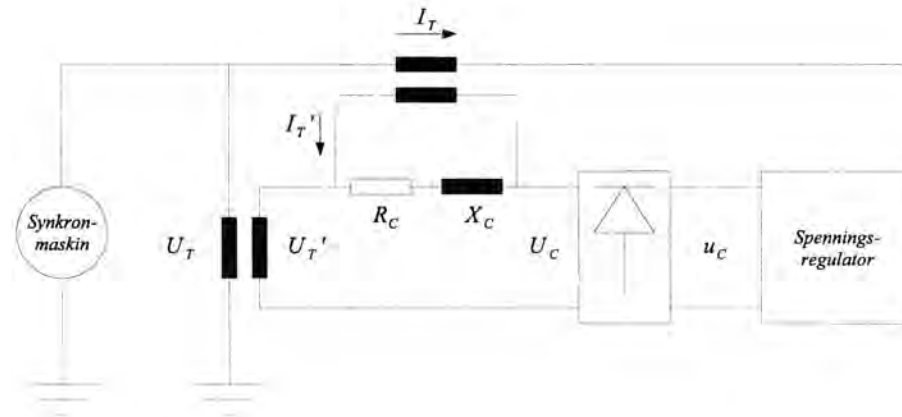
Figur 14: Prinsipielt blokkskjema for konstant-strøm-regulering

### 3.1.3 Automatisk spenningsregulering

Ved håndregulering kontrolleres reaktiv effektflyt i maskinen kun indirekte, og maskinens klemmespenning kan variere avhengig av nettets driftstilstand. En automatisk spenningsregulator (Automatic Voltage Regulator, AVR) regulerer feltstrømmen slik at maskinens klemmespenning stasjonært holdes tilnærmet konstant (dersom regulatoren utformes med stasjonær proporsjonal virkning, får klemmespenningen et stasjonært avvik). Reaktiv effektproduksjon avpasses dynamisk til det nivået som kreves for å holde konstant klemmespenning. En AVR regulerer på forskjellen mellom målt klemmespenning  $U_T$  og en spenningsreferanse  $u_{Ref}$ .

En automatisk spenningsregulator kan også regulere på spenningen et annet sted i nettet enn ved maskinens klemmer. For å oppnå dette benyttes kompensering, der maskinstrømmen  $I_T$  måles og benyttes til å kompensere for spenningsfallet til det aktuelle punktet i nettet. Parameteren  $R_C$  innstilles for å kompensere for aktivt spenningsfall mellom maskinklemmene og det aktuelle punktet, og  $X_C$  for å kompensere for reaktivt spenningsfall. Dette spenningsfallet trekkes fra den målte klemmespenningen, og en kompensert terminalspenning,  $U_C$ , liggerettes og sammenliknes med spenningsreferansen  $u_{Ref}$ .

Figur 15 viser hvordan kompensering kan implementeres i praksis. Spenningsfallet over resistansen  $R_C$  og spolen  $X_C$  gjenspeiler aktivt og reaktivt

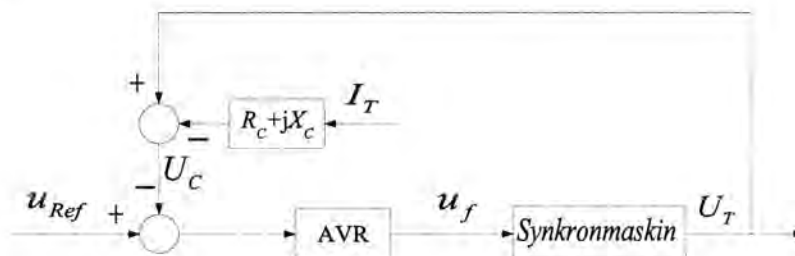


Figur 15: Spenningsmålekrets med kompensering

spenningsfall i primærsystemet.

Negativ kompensering benyttes for å forbedre driftsforholdene mellom parallelle aggregater. Dette gjøres ved at maskinens magnetisering reduseres ved høy reaktiv produksjon for å trekke spenningen ned, og omvendt, at maskinens magnetisering økes ved høyt reaktivt forbruk. Dette bidrar til å redusere reaktiv effektflyt mellom parallelle aggregater. I figur 15 tilsvarer negativ kompensering å snu retningen på strømmen gjennom resistansen  $R_C$  og spolen  $X_C$ .

Figur 16 viser et prinsipielt blokkdiagram for en automatisk spenningsregulator. Her er også kompenseringsskjemaet inntegnet. I dette blokkskjemaet er  $U_T$ ,  $I_T$  og  $U_C$  vekselstrømmer, og tallverdien til  $U_C$  sammenliknes med referansespenningen  $u_{Ref}$  (dvs at  $U_C$  likerettes før den kan sammenliknes med  $u_{Ref}$ ).



Figur 16: Prinsipielt blokkskjema for automatisk spenningsregulering

### 3.1.4 Konstant MVar og konstant $\cos \phi$

Når maskinen regulerer på konstant MVar, endres spenningsreferansen til spenningsregulatoren dynamisk for å oppnå ønsket stasjonær produksjon av reaktiv effekt. Maskinens reaktive effekt måles og sammenliknes med en innstilt verdi, og utgangen fra regulatoren er  $u_{Ref}$ , referanseverdien til spenningsregulatoren. Denne reguleringsløyfen er mye langsommere enn spenningsregulatoren, og spenningsregulatoren jobber derfor for å holde klemmespenningen mest mulig konstant under transiente forhold. Derfor modelleres denne sjelden under stabilitetsstudier i kraftsystemer. Virkningen inkluderes ved å spesifisere reaktiv effekt  $Q$  for maskinen i den stasjonære lastflytanalysen.

$\cos \phi$  - regulering er en alternativ reguleringsstrategi til MVar - regulering. Den realiseres på samme måte, men med en forhåndsinnstilt verdi for maskinens effektfaktor  $\cos \phi$ .

$\cos \phi$  og MVar - regulering benyttes vanligvis kun på mindre aggregater, for å utnytte mest mulig av maskinens ytelse til å produsere aktiv effekt. Aggregater med stor installert ytelse har stor innflytelse på spenningsnivået i nettet, og reguleres derfor vanligvis med kun spenningsregulator.

### 3.1.5 Dempetilsats

For å motvirke pendlinger i nettet, kan en dempetilsats inkluderes i magnetiseringsutrustningen. Denne tilfører et stabiliserende signal inn på spenningsregulatoren, slik at maskinens magnetisering endres i motfase med målte pendlinger i nettet. Et slikt stabiliserende signal kan realiseres gjennom spenningsregulatorens programvare, det vil si at dempetilsatsen ikke behøver å være en fysisk enhet. For spenningsregulatorer som ikke er laget med innebygd dempetilsats, vil denne allikevel realiseres som en ekstern enhet som er tilkopleet spenningsregulatoren.

Dempetilsatsen kan måle en rekke ulike signaler der den skal dempe pendlingene. De vanligste er:

- Aggregatets rotasjonshastighet
- Aktiv effekt for maskinen
- Klemmespenning på maskinen

En dempetilsats krever at magnetiseringssystemet er raskt i forhold til pendlingene som de er ment å dempe for å kunne ha ønsket dempende virkning. Dersom magnetiseringssystemet ikke er raskt nok, vil det derfor ha liten eller ingen effekt å installere en dempetilsats.

### 3.1.6 Driftsdiagram for en synkronmaskin

Varmeutviklingen i ankerviklingene til en synkronmaskin tilsier at maskinen kan driftes kontinuerlig med en gitt synytelse. Maskinens merkeytelse  $S_n$  er valgt lik denne. I et  $P-Q$ -plan må derfor produksjonen holde seg innenfor sirkelen med senter i origo og med radius  $S_n$ . Dette kan skrives som:

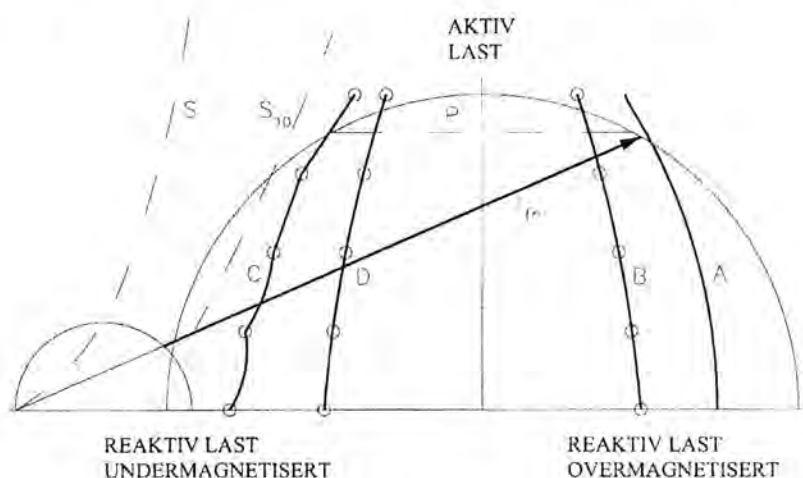
$$P^2 + Q^2 = S_n^2 \quad (30)$$

Ved stort reaktivt forbruk er maskinen undermagnetisert. Dersom maskinen undermagnetiseres for kraftig kan den magnetiske koplingen mellom rotor og stator bli for liten, slik at polhjulsvinkelen øker utover  $90^\circ$ , og maskinen faller ut av synkronisme. Videre kan stort forbruk av reaktiv effekt i svake nett føre til spenningsustabilitet. Derfor implementeres det undermagnetiseringsbegrensere i spenningsregulatorens programvare som skal hindre at dette skjer.

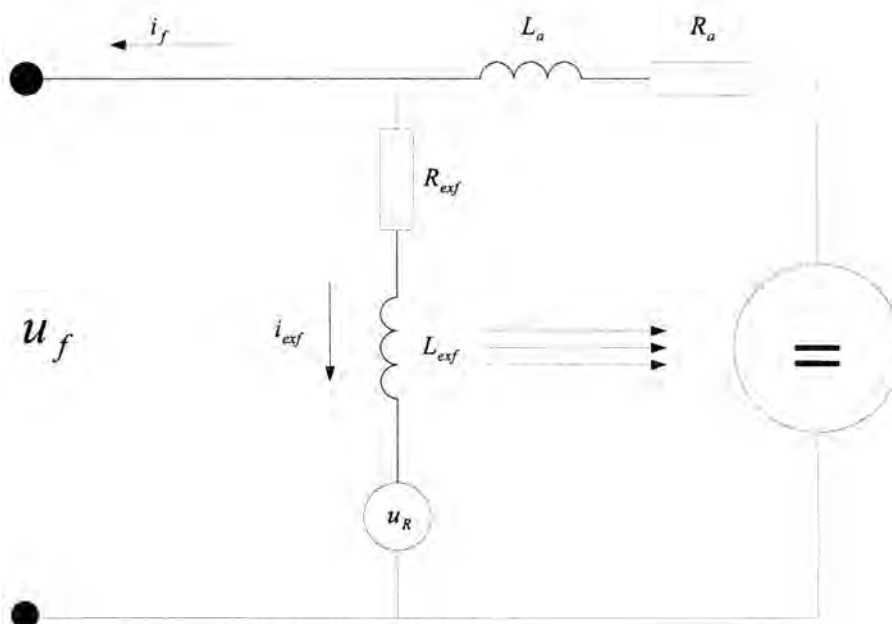
Ettersom roterende omformere roterer synkront med både enfase- og trefase-siden, er det ingen risiko for at en omformer kan falle ut av synkronisme.

Videre implementeres det overmagnetiseringsbegrensere som skal begrense statorstrøm og feltstrøm. Disse er implementert med tidsforsinkelse, slik at feltstrømmen under transiente forløp kan bli svært stor.

Det resulterende  $P-Q$ -diagrammet er driftsdiagrammet for en synkronmaskin. Dette viser hvordan aggregatet kan belastes kontinuerlig.



Figur 17: Driftsdiagram for synkronmaskin med begrensninger



Figur 18: Magnetiseringskretsen

Jernbaneverkets omformeraggregater kan driftes med både positiv og negativ aktiv effekt. Derfor vil diagrammet i figur 17 bli en hel sirkel i stedet for en halvsirkel.

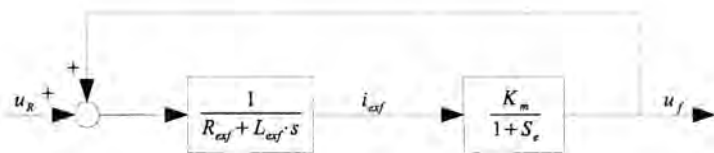
### 3.2 Egenmagnetisert likestrøms feltmaskin

Denne magnetiseringsløsningen finnes i Jernbaneverkets roterende omformere i dag. En likestrøms feltmaskin forsyner feltkretsen med likestrøm via kullbørster. Feltmaskinen er egenmagnetisert, og feltspenningen reguleres ved en tilsattsspenning fra en automatisk spenningsregulator i serie med feltmaskinens feltkrets. Spenningen  $u_r$  fra spenningsregulatoren genereres av en tyristorlikeretterbro som er koplet til trefasenettet. Magnetiseringskretsen er vist figur 18.

Systemet modelleres i [3], [14] og [15] ved å ta utgangspunkt i spenningsbalansen for feltmaskinens magnetiseringskrets og feltmaskinens metningskurve, som vist i likning 31.

$$u_f + u_r = R_{exf} \cdot i_{exf} + L_{exf} \cdot \frac{di_{exf}}{dt} \quad (31)$$

Sammenhengen mellom feltspenningen  $u_f$  og strømmen  $i_{exf}$  i feltmaskinens



Figur 19: Blokkdiagram for en egenmagnetisert likestrøms feltmaskin

feltkrets ved konstant rotasjonshastighet gitt av feltmaskinens metningskurve. Metningskurven for en likestrømsmaskin er prinsipielt lik som for en vekselstrømsmaskin, som det er gjort rede for i avsnitt 2.2.6. For likestrøms magnetiseringsmaskiner er det imidlertid vanlig å oppgi belastningskarakteristikk, og ikke tomgangskarakteristikk. Belastningen er synkronmaskinens feltvikling. Dermed tas det i metningskarakteristikken også hensyn til det resistive spenningsfallet over ankerviklingene.

Fordi ankerviklingene fører feltstrømmen til synkronmaskinen  $i_f$ , er spenningsfallet over denne kretsen ganske konstant, og påvirkes i liten grad av endringer i den mye mindre feltstrømmen som den leverer til sine egne feltviklinger  $i_{exf}$ . Derfor kan man se bort fra induktansen i denne kretsen.

Metningskurven modelleres på samme måte som i avsnitt 2.2.6, der metningskonstanten nå er benevnt  $S_e$  (Exciter saturation). Sammenhengen mellom feltspenningen  $u_f$  og feltmaskinens feltstrøm  $i_{exf}$  er dermed gitt av:

$$u_f = K_m \cdot i_{exf} \cdot \frac{1}{1 + S_e} \quad (32)$$

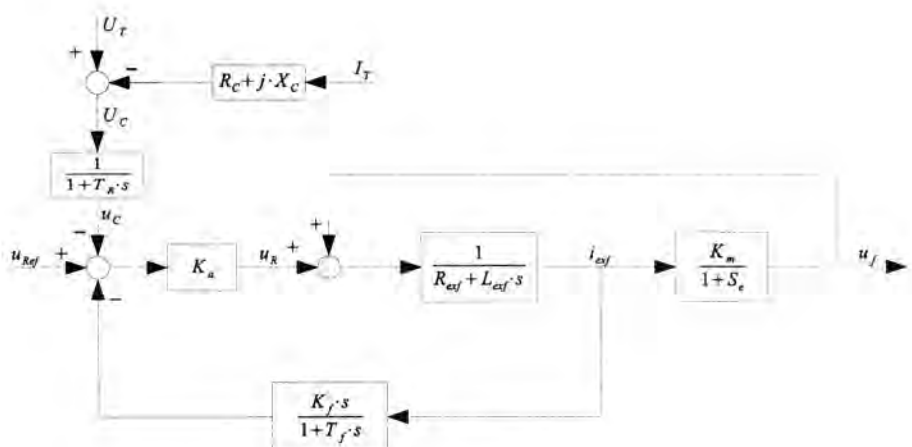
der  $K_m$  er proporsjonalitetskonstanten for det lineære området av metningskurven, mens  $S_e$  er metningsfaktoren, som defineres på samme måte som i avsnitt 2.2.6. Metningen påvirker også induktansen  $L_{exf}$ , og i henhold til målinger i vedlegg E kan stor metning redusere denne induktansen med ca 15%. Denne effekten modelleres ikke her.

I litteraturen er det vanlig å sette likning 32 inn i likning 31, for så å sette opp en differensiallikning med  $u_f$  som utgangsvariabel [3], [14], [15].

Det er her valgt en annen framgangsmåte. Likning 31 og 32 løses direkte, der utgangsvariabelen  $i_{exf}$  fra den første likningen benyttes som inngangsvariabel til den andre likningen. Figur 19 viser et blokkdiagram for feltmaskinen, med regulatorspenningen  $u_R$  som inngangsvariabel og feltspenningen  $u_f$  som utgangsvariabel.

Dersom forsterkningen  $\frac{K_m}{1+S_e}$  er større enn motstanden  $R_{exf}$  i feltmaskinens feltkrets, vil den positive tilbakekoplingen fra feltspenningen  $u_f$  i figur 19





Figur 20: Komplette blokkdiagram for magnetiseringssystemet

gi en pol i høyre halvplan, og dermed et stasjonært ustabil system. Under drift må derfor regulatoren være tilkopleet for å stabilisere magnetiseringen.

For å kunne ha stor regulatorforsterkning samtidig som krav til stabilitetsmarginer i det lukkede systemet opprettholdes, er det vanlig å føre tilbake feltspenningen  $u_f$  til regulatorens inngang via en deriverende tilbakekopling. I henhold til [4] og [28] realiseres denne tilbakekoplingen i Jernbaneverkets spenningsregulatorer av type YGUF og YGUA ved å tilbakeføre feltmaskinens feltstrøm  $i_{eff}$ . I et linearisert system er denne proporsjonal med feltspenningen. Virkningen av denne tilbakekoplingen beskrives mer detaljert i avsnitt 3.5.

Det komplette blokkskjemaet med spenningsregulator, tilbakeføring og kompenseringskrets (se avsnitt 3.1) er vist i figur 20. Her er også tidskonstanten  $T_R$  til likeretteren i spenningsmålingen tatt med.

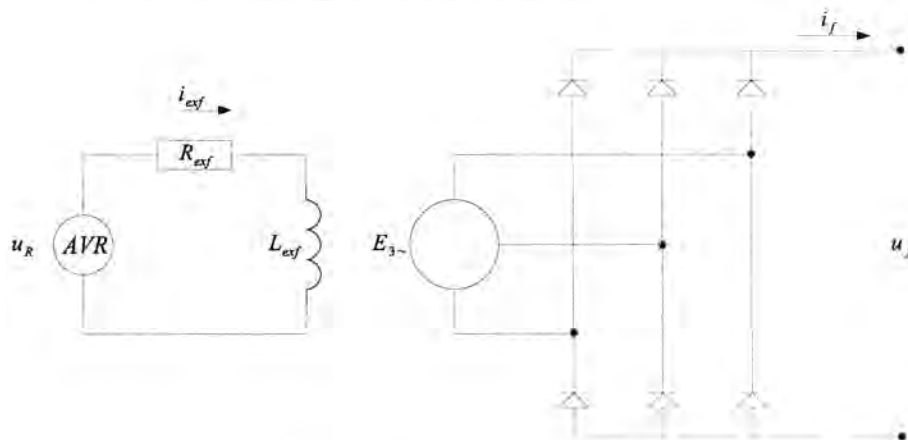
Dette skjemaet kan implementeres i simuleringsprogramvare sammen med synkronmaskinmodellen i avsnitt 2.2.

### 3.3 Børsteløs magnetisering

Magnetisering med en likestrøms feltmaskin innebærer kommutatorer i feltmaskinen og sleperinger på synkronmaskinen for å overføre feltstrømmen til den roterende feltviklingen. Dette medfører store vedlikeholdskostnader. En måte å unngå dette på er ved såkalt børsteløs magnetisering. Denne benytter en synkronmaskin med feltviklinger i stator og trefaseviklinger i rotor som feltmaskin. Feltviklingene i stator får sin spenning fra en spenningsregulator. Banverket i Sverige bygger for tiden om magnetiseringen til noen av sine om-

formere til børsteløs magnetisering, og data for feltmaskinen som benyttes er oppgitt i vedlegg F.

Den trefasede spenningen som induseres i rotorviklingene i denne maskinen likerettes med en 6-puls diodelikeretterbro på den roterende akslingen, for så å føres direkte til feltviklingen i rotor. På denne måten elimineres behovet for kullbørster, og vedlikeholdsbehovet reduseres. Figur 21 viser hvordan et børsteløst magnetiseringssystem prinsipielt er bygget opp.



Figur 21: Børsteløs magnetisering

Prinsipielt virker den vregnte synkronmaskinen på samme måte som trefasemaskinen som er beskrevet i avsnitt 2.2. Ettersom feltviklingene ikke roterer, blir aksesystemet ikke roterende.  $d$ -aksen er i samme retning som feltviklingen, mens  $q$ -aksen er i Park-transformasjonen valgt til å ligge  $90^\circ$  før.

Med en femte ordens modell for synkronmaskinen gjelder spenningsbalansen for synkronmaskiner i likning 16 i avsnitt 2.2.4. I magnetiseringssystemet er imidlertid en så detaljert modell ikke nødvendig, blant annet fordi spenningsregulatoren uansett vil utregulere eventuelle feil i modellbeskrivelsen. I det videre er derfor denne modellen forenklet. Følgende antakelser er gjort:

- Magnetisk usymmetri er neglisjert, dvs. at  $X_q = X_d$  og  $X_q'' = X_d''$
- Strømmen i ankerkretsen endres trekt i forhold til strømmen i feltkretsen, fordi ankerstrømmen er feltstrømmen til hovedmaskinen, og går dermed gjennom en svært stor induktans.
- Effektfaktoren til maskinen antas konstant lik 1.
- Ankerresistans er neglisjert.

Feltmaskinen kan da modelleres på tilsvarende måte som en likestrøms feltmaskin, med forskjellen at feltmaskinen nå er separatmagnetisert. Regulatorspenningen  $u_r$  ligger over feltmaskinens feltkrets som vist i figur 21. Spenningsbalanse over feltviklingen gir:

$$u_r = R_{exf} \cdot i_{exf} + L_{exf} \cdot \frac{di_{exf}}{dt} \quad (33)$$

Maskinens rotasjon induserer en spenning i maskinens ankerviklinger. Denne er gitt av likning 34, på samme måte som i en likestrømsmaskin.

$$E = K_m \cdot i_{exf} \cdot \frac{1}{1 + S_e} \quad (34)$$

Dermed blir maskinens klemmespenning (med generatorisk referanse, uttrykt med visere pr fase):

$$U_{exc} = E - jX_d \cdot I_s \quad (35)$$

Feltmaskinens ankerstrøm  $I_s$  er gitt av feltstrømmen og karakteristikken til diodelikeretteren. Det kan vises at amplitudeverdien til  $I_s$  er:

$$|I_s| = \frac{\pi}{6} i_f \approx 0.52 \cdot i_f \quad (36)$$

For å forenkle problemet er fasevinkelen til  $I_s$  antatt  $0^\circ$ .

Spenningsfallet over likeretteren er en funksjon av feltstrømmen  $i_f$ . Dette spenningsfallet skjer på grunn av kommutering i diodelikeretterbroen, og sammenhengen er beskrevet i [15] og [19].

På grunn av kommutering i diodelikeretteren, vil den gjennomsnittlige spenningen på DC-siden av likeretteren  $u_f$  reduseres i forhold til AC-siden. Etter som kommuteringen skjer over et svært kort tidsintervall, vil likeretteren se feltmaskinens subtransiente spenning  $E''$  bak den subtransiente reaktansen  $X_d''$ . Den subtransiente spenningen  $E''$  er ved gitt av (fremdeles med pr fase viserstørrelser):

$$E'' = U_{exc} + jX_d'' \cdot I_s = E - j(X_d - X_d'') \cdot I_s \quad (37)$$

Spenningsfallet mellom den indre maskinspenningen  $E$  og den subtransiente maskinspenningen  $E''$  er kommer i denne modellen fra ankerreaksjonen til feltmaskinen. Denne er proporsjonal med hovedmaskinens feltstrøm, og

faktoren  $K_D$  defineres for å beskrive sammenhengen.  $K_D$  blir som definert i likning 38.  $X_d$  og  $X_d''$  er her i magnetiseringssystemets pu-system.

$$K_D = \frac{\pi}{6} \cdot (X_d - X_d'') \quad (38)$$

Kommuteringsvinkelen  $\alpha$  beskriver tidsperioden for kommutering, og kan variere mellom 0 og  $60^\circ$  avhengig av feltstrømmen  $i_f$ . Dette medfører at feltspenningen synker lineært til 0.75 ganger sin maksimale verdi når feltstrømmen  $i_f$  er  $\frac{\sqrt{3}}{4}$  ganger sin maksimale verdi  $i_{sc} = \frac{\hat{E}''}{X_d''}$  [15, 19]. Dette gir følgende sammenheng:

$$u_f = \hat{E}'' - \frac{1}{\sqrt{3}} X_d'' \cdot i_f \quad (39)$$

Feltmaskinen dimensjoneres slik at diodelikeretteren normalt opererer i dette området. Allikevel kan feltstrømmen øker utover dette, slik at det tar mer enn  $60^\circ$  for en diode å bryte strømmen. Mens den ene dioden tilknyttet en fase leder, blir ikke den andre foroverforspent, og dermed leder ikke denne før den første dioden har brutt strømmen. I dette intervallet vil derfor alltid tre dioder lede strøm. Dette intervallet gjelder inntil en forsinket tenning på  $30^\circ$ , mens kommuteringsvinkelen i dette området konstant er lik  $60^\circ$ . Sammenhengen mellom feltspenning og feltstrøm er her gitt av følgende sirkulære karakteristik:

$$u_f = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{E}''\right)^2 - (X_d'' \cdot i_f)^2} \quad (40)$$

Dersom feltstrømmen øker ytterligere, blir to dioder som er tilkopleet samme fase foroverforspent, og begge leder dermed strøm i et tidsintervall. De kortslutter dermed feltekretsen i dette intervallet, og den momentane feltspenningen blir lik 0. I dette intervallet leder totalt 4 dioder. Et slikt intervall med kortsluttet feltekrets kan vare inntil  $60^\circ$ , og etter det er feltspenningen alltid 0. I denne tilstanden er feltstrømmen lik den beregnede kortslutningsstrømmen. Sammenhengen mellom feltspenning og strøm er gitt av:

$$u_f = \sqrt{3} \cdot \hat{E}'' - X_d'' \cdot i_f \quad (41)$$

Sammenhengen mellom  $u_f$  og  $i_f$  kan sammenfattes som i likning 42.

$$u_f = \begin{cases} \hat{E}'' - \frac{1}{\sqrt{3}} X_d'' \cdot i_f & \text{hvis } i_f \cdot X_d'' < \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot \hat{E}'' \\ \sqrt{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{E}''\right)^2 - (X_d'' \cdot i_f)^2} & \text{hvis } \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot \hat{E}'' < i_f \cdot X_d'' < \frac{3}{4} \cdot \hat{E}'' \\ \sqrt{3} \cdot \hat{E}'' - X_d'' \cdot i_f & \text{hvis } i_f \cdot X_d'' > \frac{3}{4} \cdot \hat{E}'' \end{cases} \quad (42)$$

Likningesettet kan normaliseres ved å dele med  $\hat{E}''$ . Likningene får da en normalisert strøm  $i_N$  som eneste variabel.  $i_N$  er gitt av:

$$i_N = \frac{K_C \cdot i_f}{E''} \quad (43)$$

Faktoren  $K_C$  blir her feltmaskinens subtransiente reaktans  $X_d''$  i magnetiseringsystemet sitt pu-system.

Denne funksjonen omtales i litteraturen som FEX-funksjonen [23]. Dersom diodelikeretterbroen består av flere dioder i parallell, reduseres strømmen hver diode må bryte, og dermed skjer kommuteringen raskere. I likeretterkarakteristikken kan dette tas hensyn til ved å dele verdien på  $K_C$  med antall parallelle dioder i likeretterbroen.

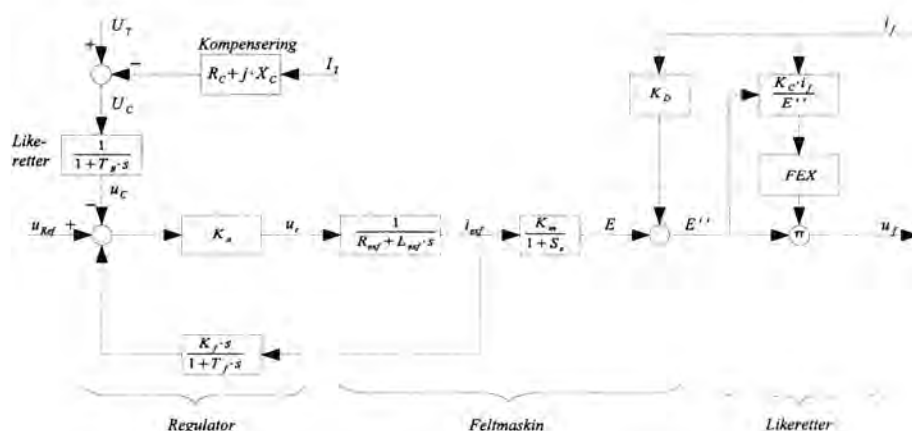
Diodelikeretterbroen kan ikke levere negativ feltspenning  $u_f$ . Dersom regulatoren prøver å regulere spenningen raskt ned ved å gjøre feltmaskinens feltstrøm  $i_{exf}$  negativ, vil dette føre til at økende spenning induseres i feltmaskinens ankerviklinger, og dermed øker igjen den leverte feltspenningen. Dette vil innebære at systemet i en slik situasjon kan bli ustabil. For å unngå dette må det innføres begrensere i regulatoren, slik at feltspenningen blir lik 0 når regulatoren prøver å gjøre den negativ. Dette kan for eksempel gjøres ved å begrense feltmaskinens feltstrøm  $i_{exf}$  slik at den aldri blir negativ.

Denne egenskapen til diodelikeretteren vil kunne begrense nytten av å installere en dempetilsats på regulatoren.

Likning 33 og 42 kan settes sammen til et blokkdiagram for feltmaskinen og diodelikeretteren.

Systemet kan stabiliseres på flere måter avhengig av regulatorstype. Som beskrevet i avsnitt 3.2 realiserer Jernbaneverkets regulatorer YGUF og YGUA denne stabiliseringen ved tilbakeføring av feltmaskinens feltstrøm  $i_{exf}$  til regulatorens inngang.

Det komplette blokkdiagrammet for børsteløs magnetisering med spenningsregulator er vist i figur 22, og kan implementeres i simuleringsprogramvare. Spenningsregulatoren er her helt lik spenningsregulatoren til en likestrøms feltmaskin, men vil sannsynligvis parametriseres noe ulikt. Feltstrømmen er en tilbakekopling fra maskinmodellen.



Figur 22: Blokkdiagram for feltmaskinen og diodelikeretterbroen

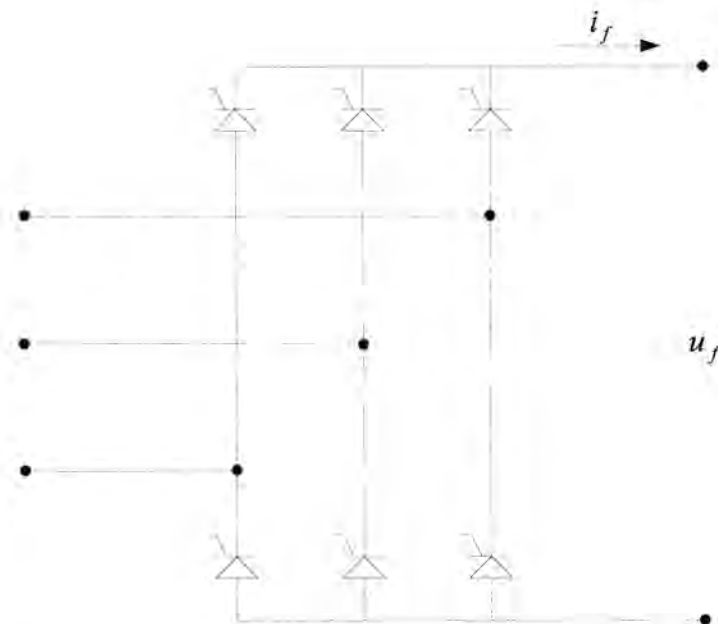
### 3.4 Statisk magnetisering

Statisk magnetisering er den vanligste formen for magnetisering i kraftforsyning. I Norge krever Statnett at alle nye kraftverk med installert ytelse over 25 MVA skal utstyres med statisk magnetisering med dempetilsats [20]. Statisk magnetisering er den raskeste magnetiseringsutrustningen, og dempetilsatser virker derfor best sammen med statisk magnetisering. Magnetisering blir ofte levert med integrert dempetilsats.

En statisk magnetisering får levert sin feltspenning direkte fra nettet. Spenningen kan hentes fra en vilkårlig spenningskilde, men som oftest hentes den fra maskinens egne klemmer, og maskinen er dermed egenmagnetisert. Dette har praktiske og sikkerhetsmessige fordeler.

Spenningen fra kilden nedtransformeres til et passende nivå med en magnetiseringstransformator, og forsyner en fullstyrt tyristorlikeretterbro. Tyristorlikeretterbroen leverer så spenning til maskinens feltviklinger via sleperinger. Tyristorlikeretterbroen er svært rask, og kan levere ønsket feltspenning i løpet av noen få millisekunder. Størrelsen på feltspenningen begrenses av sekundærspenningen til magnetiseringstransformatoren, og en høy sekundærspenning her gjør det mulig å levere tilsvarende høy feltspenning under transiente forhold. Et prinsipielt skjema er vist i figur 23.

Reguleringsskjemaet for statisk magnetisering blir svært enkelt fordi lite dynamikk må modelleres, og likeretteren kan modelleres kun med en tidsforsinkelse. Dynamikk som ikke er modellert vil utreguleres av regulatoren. Regulatorens transferfunksjon programmeres inn i styring algoritmen, som dynamisk justerer tennpulsene til tyristorene slik at feltspenningen får ønsket størrelse. Blokkdiagrammet blir som vist i figur 24, der tidskonstantene



Figur 23: Prinsippskjema for egenmagnetisert maskin med statisk magnetisering

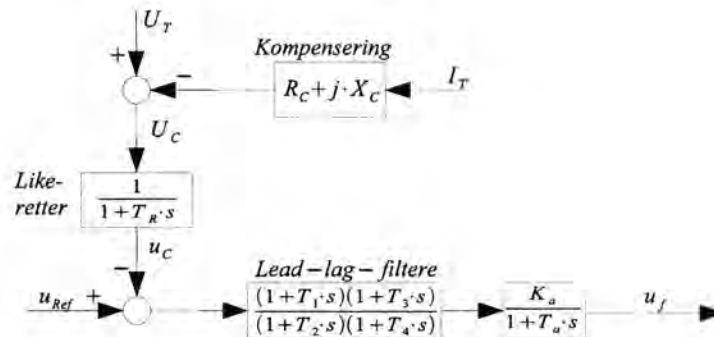
gjenspeiler tidskonstanten til likeretterbroene, som er svært raske (kun noen få millisekunder). Videre programmeres lead-lag-filtere i programvaren, som benyttes til å stabilisere kraftnettet.

### 3.5 Innstilling av regulatorene

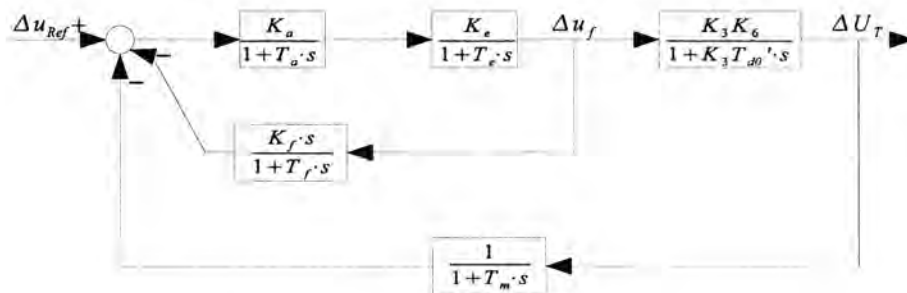
Regulatorenes må innstilles slik at systemet tilfredsstiller ønskede krav. Kravene er:

- Krav til stasjonært avvik på klemmespenningen. I [9] konkretiseres dette kravet til 1 % for kraftverk. Den samme betingelsen benyttes her.
- Krav til stabilitetsmarginer, for å unngå at systemet blir ustabilt eller oscillatorisk. Vanlige krav er fasemargin på  $45^\circ$  og forsterkningsmargin på 6 dB for den åpne sløyfens transferfunksjon.

Magnetiseringssystemet kan generelt beskrives av blokkskjemaet i figur 25. Denne figuren beskriver det lineariserte systemet, og alle størrelsene i skjemaet er markert med  $\Delta$ , som markerer at de angir variabelens avvik fra arbeidspunktet det er linearisert rundt, og ikke variabelens egentlige verdi.



Figur 24: Blokkskjema for statisk magnetisering



Figur 25: Blokkskjema for generelt magnetiseringssystem

Blokkskjemaet i figur 25 har også en blokk som modellerer synkronmaskinens respons på feltspenningen, slik at en får ut terminalspenningen og et lukket blokkdiagram kan lages. Lineariseringskonstantene som modellerer synkronmaskinens respons er definert i [9].

Regulatorparametrene som kan varieres er  $K_a$ ,  $K_f$  og  $T_f$ . For ytterligere å forenkle problemet, kan regulatorertidskonstanten  $T_A$  settes lik 0. Da gjelder transferfunksjonen  $h(s)$  i likning 44 for magnetiseringsutrustningen, fra  $\Delta u_{Ref}$  til  $\Delta u_f$ .

$$h(s) = \frac{K_a K_e (1 + T_f s)}{(1 + T_f s)(1 + T_e s) + K_f K_a K_e s} \quad (44)$$

Nevneren i dette uttrykket kan skrives på formen  $(1 + T_x s)(1 + T_y s)$ , der  $T_x$  og  $T_y$  tilnærmet kan skrives som [9]:



$$T_x = T_e + T_f + K_f K_a K_e \quad (45)$$

$$T_y = \frac{T_e T_f}{T_e + T_f + K_f K_a K_e} \quad (46)$$

Den åpne sløyfens transferfunksjon for den ytre reguleringsløyfen i figur 25 blir med dette gitt av produktet av alle blokkene langs sløyfen.

$$A_0(s) = \frac{K_a K_e K_3 K_6 (1 + T_f s)}{(1 + T_x s)(1 + T_y s)(1 + T_{d0}' s)(1 + T_m s)} \quad (47)$$

Opgaven blir i dette skjemaet å parametrisere  $K_a$ ,  $K_f$  og  $T_f$  slik at systemet gitt av den lukkede sløyfens transferfunksjon  $H(s)$  i likning 48 yter best mulig, det vil si med minst mulig stasjonært avvik på klemmespenningen, samt med akseptable stabilitetsmarginer. Dette gjøres ved prøving og feiling, ved å tegne bodediagram for den åpne sløyfens transferfunksjon  $A_0(s)$ .

$$A(s) = \frac{A_0(s) \cdot (1 + T_m s)}{1 + A_0(s)} \quad (48)$$

Som en ser fra likning 47, virker den deriverende tilbakekoplingen i spenningsregulatoren i den lukkede regulatorløyfen  $h(s)$  som en derivator for frekvenser høyere enn filtertidskonstanten  $T_f$ .  $T_f$  innstilles derfor så lavt at fasen til  $A_0$  heves rundt kryssfrekvensen  $\omega_c$ , slik at tilstrekkelig stor fasemargin oppnåes.

I [9] antydes det at en forsterkning for magnetiseringssystemet  $K_a K_e$  i størrelsesorden 1000 gir akseptabelt stasjonært avvik. For da å oppnå gode stabilitetsegenskaper antydes det at  $K_f$  og  $T_f$  da bør ligge i størrelsesorden:

$$T_f \approx 0.5 - 1 \text{ s}$$

$$K_f \approx 0.05 - 0.10$$

Når en beregner  $K_a$  bør en være oppmerksom på regulatorens begrensninger, slik at den i vanlig drift og under transiente forhold ikke reguleres for mye på sin begrensning (det vil si at regulatorspenningen  $u_r$  ikke bør være konstant på sin maksimale eller minimale verdi, og heller ikke regulere for hurtig mellom disse). For at regulatoren skal virke etter hensikten må regulatorforsterkningen  $K_a$  parametriseres slik at regulatoren for det meste jobber i sitt arbeidsområde uten å treffe begrensningene.

## 4 Simuleringsmodell

En simuleringsmodell av en 5.8 MVA omformer med overliggende trefasenett og en isolert seksjon av enfasenettet er implementert i simuleringsprogramvaren *Simpow* fra STRI. *Simpow* er en simuleringsprogramvare for statisk og dynamisk simulering i kraftnett, og bruk av programvaren er dokumentert i [23].

Den statiske beregningsmodulen *Optpow* beregner statisk lastflyt i systemet på bakgrunn av spesifiserte produksjoner, spenninger og belastninger. Løsningen av lastflyten lastes så inn i den dynamiske modulen *Dynpow*, og brukes som utgangspunkt for dynamiske simuleringer i nettet. I *dynpow* legges en inn endringer i systemets driftstilstand, for eksempel endring i en belastning, og systemets tidsrespons beregnes numerisk.

Alle simuleringene baserer seg på viserberegninger, og ikke momentanverdier i de enkelte faselederne. Disse momentanverdiene kan eventuelt beregnes basert på viserverdiene, men dette gir ikke et helt riktig bilde av rask dynamikk. I trefasenettet er dette ikke noe problem, både fordi nettfrekvensen er høy og fordi den overførte effekten  $p(t)$  i et trefasenett ikke pulserer med nettfrekvensen. Etttersom enfasenettet har lav frekvens og den overførte effekten  $p(t)$  pulserer med dobbel nettfrekvens, vil den faktiske dynamikken i dette nettet bli noe ulikt resultatene fra simuleringsmodellen.

*Simpow* har et stort bibliotek av ulike komponenter og regulatormodeller som kan benyttes og parametriseres etter fritt ønske. I tillegg kan komponenter lages selv ved hjelp av *Simpow* sitt eget programmeringsspråk DSL (Dynamic Simulation Language). DSL-kode kan også genereres fra programmet *HiDraw*, der en tegner inn et blokkskjema. Det inntegnede blokkskjemaet konverteres så til DSL-kode.

Komponentene velges og parametriseres i *Simpow* ved hjelp av tekstfiler med en spesiell syntaks. Resultater kan hentes ut som grafikk, grafer og/eller tabeller som viser momentan lastflyt og dynamisk endring av ulike variable i nettet.

Simuleringsmodellen som er implementert i *Simpow* er nærmere beskrevet i de følgende avsnitt.

### 4.1 Omformer

*Simpow* har en ferdig modell av en roterende omformer, og denne er benyttet. Denne modellen er dokumentert i [23]. Parametre for omformerens to synkronmaskiner som presentert i [26] er benyttet. Disse er presentert i vedlegg C

## 4.2 Spenningsregulering

Den samme maskinen kan utstyres med ulike moduler for spenningsregulering. En spenningsregulatormodell kan hentes fra et av Simpows innebygde algoritmer eller programmeres i DSL. Alle variable i regulatormodellen er i per unit, slik at alle parametrene må velges i forhold til det.

### 4.2.1 Likestrøms feltmaskin

Simpow sine innebygde modeller for en likestrøms feltmaskin tilsvarer modellen som er vist i vedlegg A, og som avviker fra den modellen som er utledet i avsnitt 3.2. Derfor er en egen regulatormodell laget i HiDraw, som genererer DSL-kode for denne regulatormodellen.

En 5.8 MVA omformer har feltmaskinen av type LE 83 på motorsiden og type LE 102 på generatorsiden. Feltmaskinene har merkeverdier som vist i tabell 1.

<i>Feltmaskin</i>		<i>Motor</i>	<i>Generator</i>
Type		LE 83	LE 102
Effekt	[kW]	27	42
Merkespenning	[V]	110	110
Merkestrøm	[A]	235	480
Motstand ankervikling	[ $\Omega$ ]	0.0218	0.0172
Motstand feltvikling	[ $\Omega$ ]	27.5	28.7
Motstand kommutatorvikling	[ $\Omega$ ]	0.0102	0.0049
Turtall	[rpm]	500	500

Tabell 1: Merkeverdier for feltmaskiner

I dette avsnittet parametriseres spenningsregulatormodellen i Simpow for trefasemotoren. For enkelhets skyld benyttes den samme modellen for enfasegeneratoren, da det antas at spenningsregulatormodellen for enfasegeneratoren har lite å si for omformerens dynamiske respons.

I Simpow må alle størrelser i magnetiseringssystemet normeres til et pu-system slik at feltspenningen  $u_f$  og feltstrømmen  $i_f$  begge er lik 1 pu når synronmaskinen går i tomgang. Feltmotstanden i trefasemotoren er angitt i [7] til å være  $0.345 \Omega$ . I motorens tomgangskarakteristikk i vedlegg D fremgår det at maskinens magnetiseringsstrøm ved merkespenning (6.3 kV) er 110 A. Fra dette kan følgende baseverdier for magnetiseringssystemets pu-system beregnes:

$$\begin{aligned}
 R_{m,base} &= 0.345 \, \Omega \\
 I_{m,base} &= 110 \, \text{A} \\
 U_{m,base} &= 37.95 \, \text{V}
 \end{aligned}
 \tag{49}$$

Metningskurven til feltmaskinen LE 83 for trefasemotoren er vist i vedlegg D. Denne er målt ved en tilkoplede ytre motstand på  $0.398 \, \Omega$ , som er svært lik motstanden i synkronmaskinens feltviklinger.

Ved avlesning av denne kurven finner en at det lineære området av metningskurven har et stigningstall  $K_m = \left. \frac{du_f}{di_{exf}} \right|_{i_{exf}=0}$  på  $70 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ . Metningsfaktoren  $S_e$  leses av ved spenningene  $100 \, \text{V}$  og  $140 \, \text{V}$ . I Simpow tilnærmes metningskurven  $S_e(u_f)$  med en kvadratisk kurve.

Resistansen og induktansen i feltmaskinens feltekrets er i vedlegg E målt til å være henholdsvis  $31.0 \, \Omega$  og  $32.5 \, \text{H}$ .

Tabell 2 viser parametrene for feltmaskinen.

$R_{exf}$	$= 31.0 \, \Omega$	$E_1$	$= 100 \, \text{V}$
	$= 89.9 \, \text{pu}$		$= 2.63 \, \text{pu}$
$L_{exf}$	$= 32.5 \, \text{H}$	$S_{e1}$	$= 0.125$
	$= 94.2 \, \text{pu}$	$E_2$	$= 140 \, \text{V}$
$K_m$	$= 70 \frac{\text{V}}{\text{A}}$		$= 3.69 \, \text{pu}$
	$= 202.9 \, \text{pu}$	$S_{e2}$	$= 0.35$

Tabell 2: Parametre for likestrøms feltmaskin

Fordi  $K_m$  her er større enn  $R_{exf}$ , er magnetiseringsutrustningen ved denne oppkoplingen et åpent ustabil system med en pol i høyre halvplan. Det lukkede reguleringsystemet stabiliserer dette ved tilbakeføring (måling) av generatorens klemmespenning  $U_T$ .

Ved å linearisere modellen, og dermed se bort fra metningen, kan blokkskjemaet for reguleringsutrustningen tegnes på samme form som i figur 25. De karakteristiske parametrene  $K_e$  og  $T_e$  kan så finnes til:

$$K_e = \frac{K_m}{R_{exf} - K_m} \quad \text{og} \quad T_e = \frac{L_{exf}}{R_{exf} - K_m}
 \tag{50}$$

Videre må i dette blokkdiagrammet  $K_f$  regnes om, slik at denne i den lineariserte modellen ( $K_f, lin$ ) blir:

$$K_{f,lin} = \frac{K_f}{K_m}
 \tag{51}$$

Lineariseringskonstantene  $K_3$  og  $K_6$  i synkronmaskinmodellen er avhengige av nettets konfigurasjon og arbeidspunkt. Ut ifra likninger oppgitt i [9] sammen med nettkonfigurasjonen og lastflyten som spesifiseres i avsnitt 4.3 og 5.1, anslås disse konstantene grovt til å være:

$$\begin{aligned} K_3 &\approx 0.43 \\ K_6 &\approx 0.40 \end{aligned} \quad (52)$$

For at krav til stasjonært avvik på 1 % skal overholdes, må den lukkede sløyfens stasjonære forsterkning, når  $s \rightarrow 0$ , være mindre enn 1.01:

$$\lim_{s \rightarrow 0} A(s) = \frac{K_a K_e K_3 K_6}{1 + K_a K_e K_3 K_6} = 1.01 \quad (53)$$

Ved innsetting av parametre og løsning av likningen gir dette:

$$K_a = 327.2 \quad (54)$$

Den åpne sløyfens transferfunksjon  $A_0$  er gitt av likning 47. Som følge av at feltmaskinen er ustabil har den åpne sløyfen en pol i høyre halvplan. Dette vises i transferfunksjonen ved at tidskonstanten  $T_e$  og forsterkingen  $K_e$  blir negative. (Dette medfører videre at tidskonstanten  $T_y$  i sløyfetransferfunksjonen  $A_0$  blir negativ.)

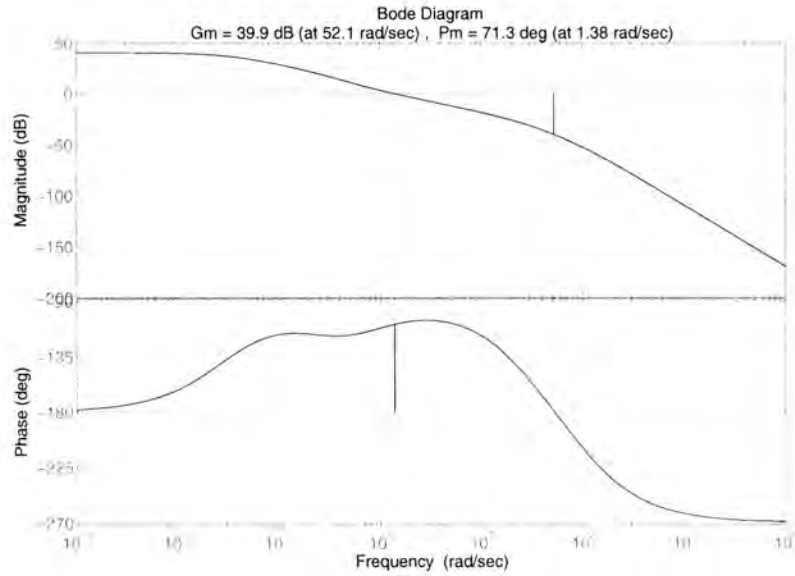
Et bodeplott av den åpne sløyfens transferfunksjon uten dynamisk tilbakeføring i regulatoren viser at denne forsterkingen gir negativ fase- og amplitudemargin, og dermed et ustabilisert lukket system. Den deriverende tilbakekoplingen i regulatoren stabiliserer dette.

Ved så å variere parametrene  $K_f$  og  $T_f$  med utgangspunkt i verdier som er anslått i [9], er det funnet ut at følgende parametrisering gir gode stabilitetsegenskaper:

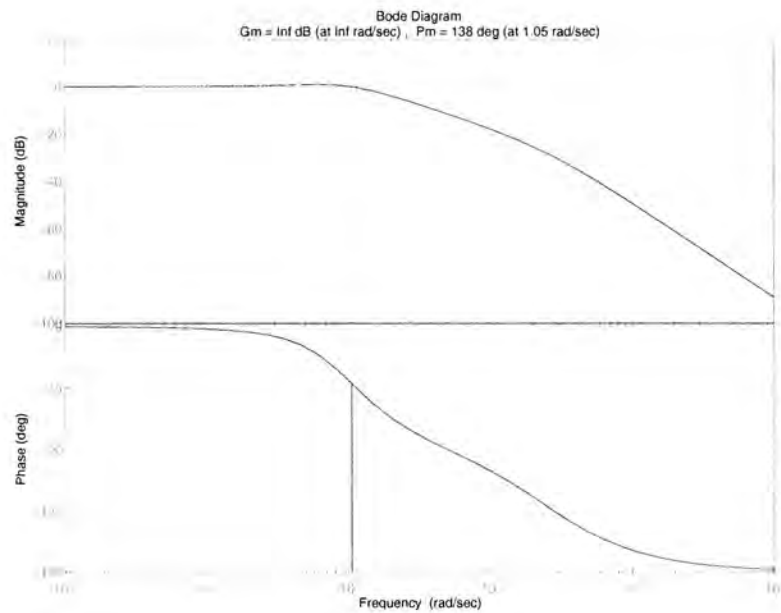
$$\begin{aligned} K_f &= 0.06 \\ T_f &= 1.5s \end{aligned} \quad (55)$$

Dette gir en fasemargin på  $71.3^\circ$ , og en amplitudemargin på 39.9 dB. Bodediagrammet for den åpne sløyfen ( $A_0(j\omega)$ ) er vist i figur 26, for det lukkede systemet i figur 27 og for regulatorutrustningen i figur 28. Fordi systemet er åpent ustabilisert, er fasen i det åpne systemet ved lave frekvenser  $-180^\circ$ , i motsetning til  $0^\circ$  ved åpent stabile systemer.

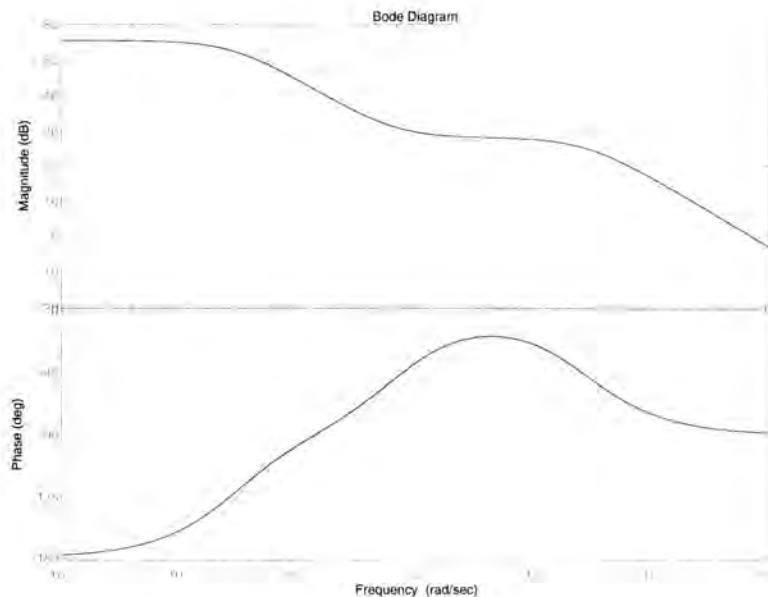
Systemets båndbredde kan i henhold til [5] tilnærmes med kryssfrekvensen  $\omega_c$  for fasemarginen, og er på  $1.38 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ , tilsvarende 0.22 Hz. Denne båndbredden



Figur 26: Bodediagram for den åpne spenningsreguleringsløyfen



Figur 27: Bodediagram for den lukkede sløyfen



Figur 28: Bodediagram for regulatorutrustningen

er mye lavere enn de pendrefrekvensene omformeren utsettes for på ca 1.5 Hz, og en vil derfor ikke kunne forvente at regulatorutrustningen kan benyttes til utregulere pendrefrekvensen.

I henhold til [4] og [28] kan Jernbaneverkets spenningsregulatorer levere spenninger mellom  $\pm 110$  V, eller 2.9 pu. Dette implementeres i modellen som begrensninger på denne spenningen.

Ved tomgangsdrift er konstantene  $K_3$  og  $K_6$  begge lik 1. I denne driftssituasjonen er dermed både klemmespenningen  $U_T$  og feltspenningen  $u_f$  lik 1 pu, og pu-systemene som benyttes er konsistente. Dette innebærer at de beregnede verdiene ikke må skaleres om til et annet pu-system for å settes inn i simpow-modellen. (Unntaket fra dette er  $K_f$ , som må multipliseres med  $K_m$ )

#### 4.2.2 Børsteløs magnetisering

Ved simulering av børsteløs magnetisering er det også valgt å lage denne i HiDraw. Modellen som ble utledet i avsnitt 3.3 er benyttet, og i dette avsnittet parametriseres denne.

I vedlegg F er data for feltmaskinen oppgitt. De samme baseverdier for mag-

netiseringsutrustningens pu-system gjelder ved børsteløs magnetisering som med likestrøms feltmaskin. Disse er gitt i likning 49. Alle maskinparametrene regnes om til dette pu-systemet.

Verken metningskurve eller tomgangsmagnetiseringsstrøm for feltmaskinen er kjent. Derfor er det antatt at feltmaskinens feltstrøm  $i_{exf}$  (som også er regulatorstrømmen) ved tomgang skal være lik som for en likestrøms feltmaskin. Dermed antas det at feltmaskinen er konstruert slik at ekstra spenning induseres i maskinen i forhold til likestrømsmaskinen. Denne ekstra spenningen kompenserer for ankerreaksjonen og spenningsfallet over diodelikeretterbroen.

Feltstrømmen  $i_{exf}$  beregnes til 0.54 A for en likestrøms feltmaskin i tomgangsdrift, og velges til å ha denne verdien også for børsteløs magnetisering. Maskinspenningen  $E$  til feltmaskinen kan under tomgangsdrift beregnes til å være 52.1 V, og proporsjonalitetskonstanten  $K_m$  for det lineære området til metningskurven blir da  $96.4 \frac{V}{A}$ . Spenningsbegrensningene til regulatoren blir også akkurat lik som for likestrømsmagnetisering, ettersom den samme regulatoren benyttes. Feltmaskinens metning er neglisjert i denne modellen, ettersom metningskurven ikke er kjent.

Parametriseringen av feltmaskinen og diodelikeretteren i simuleringsmodellen blir da som vist i tabell 3.

$R_{exf}$	$= 4.09 \Omega$	$K_D$	$= \frac{\pi}{6} \cdot (X_d - X_d'') \cdot \frac{Z_{ref,mask}}{Z_{ref,magn}}$
	$= 11.855 \text{ pu}$		$= 0.286 \text{ pu}$
$L_{exf}$	$= R_{exf} \cdot T_{d0}'$	$K_C$	$= X_d'' \cdot \frac{Z_{ref,mask}}{Z_{ref,magn}}$
	$= 19.311 \text{ pu}$		$= 0.150$
$K_m$	$= 96.4 \frac{V}{A}$		
	$= 279.4 \text{ pu}$		

Tabell 3: Parametre for likestrøms feltmaskin

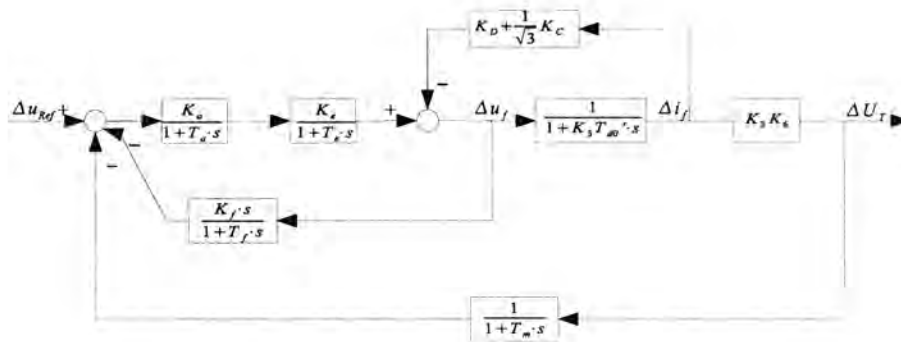
På grunn av tilbakekoplingene av feltstrømmen  $i_f$  kan ikke den lineariserte modellen i figur 25 brukes direkte. Ved drifting i likeretterens første modus vil det komplette lineariserte skjemaet bli som vist i figur 29.

Ved å manipulere med transferfunksjonen kan figur 29 tegnes om som i figur 30. Denne figuren viser at ankerreaksjonen og spenningsfallet over likeretteren får virkning som en ekstra lead-lag-blokk med en stasjonær forsterkning i blokkdiagrammet.

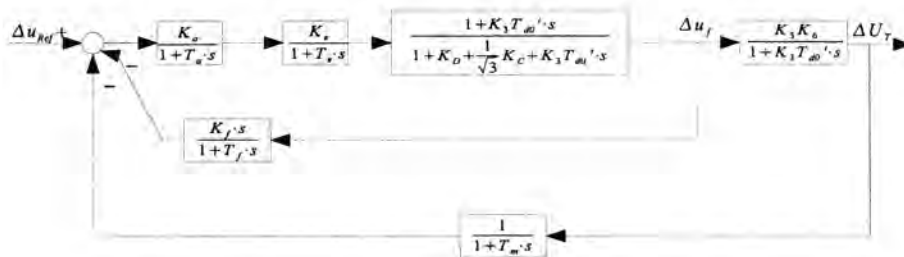
Samme framgangsmåte som i avsnitt 4.2.1 er benyttet for å finne regulatorforsterkningen  $K_a$  ved et kriterium om 1 % stasjonært spenningsavvik. Forsterkningen  $K_a$  er da beregnet til 31.43.

For å bestemme  $K_f$  og  $T_f$  følges samme prosedyre som for likestrømsmagne-





Figur 29: Linearisert børsteløst magnetiseringssystem



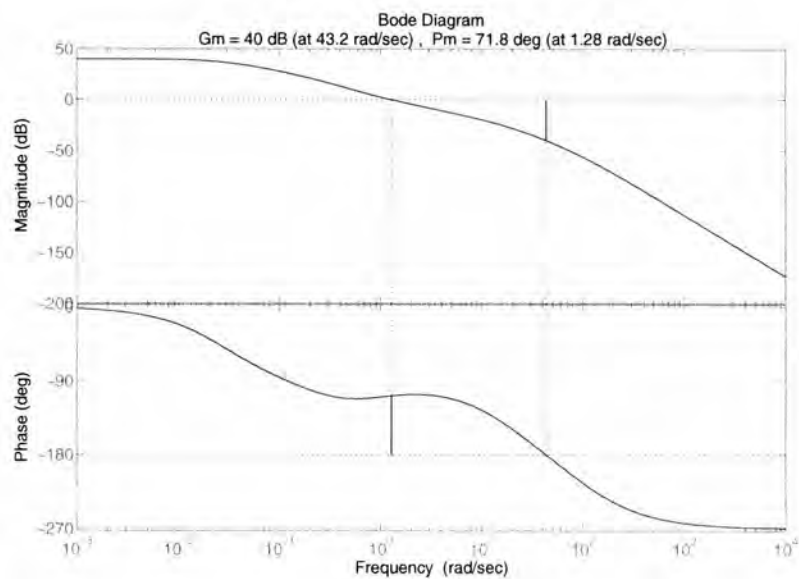
Figur 30: Børsteløst magnetiseringssystem, omskrevet

tiseringen. Bodediagram plottes for ulike parametre, og den kombinasjonen som gir best dynamiske egenskaper velges. Denne magnetiseringsutrustningen likner dynamisk på likestrømsmagnetisering, og de valgte parametrene er derfor også like.

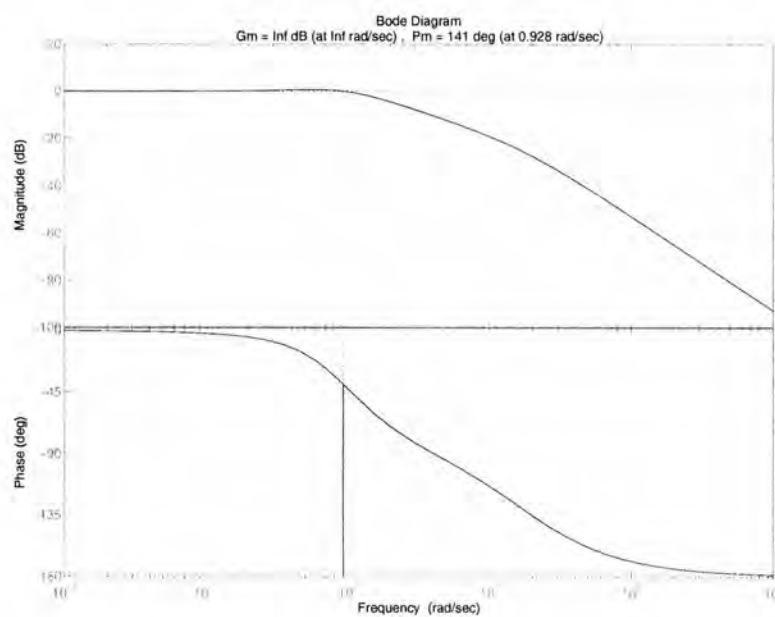
$$\begin{aligned} K_f &= 0.06 \\ T_f &= 1.5 \text{ s} \end{aligned} \quad (56)$$

Bodediagrammet til den åpne sløyfens transferfunksjon er vist i figur 31. Båndbredden kan her tilnærmes til 0.2 Hz, litt lavere enn for likestrømsmagnetisering. Bodediagrammene til det lukkede systemet og til kun reguleringsystemet er vist i figur 32 og 33.

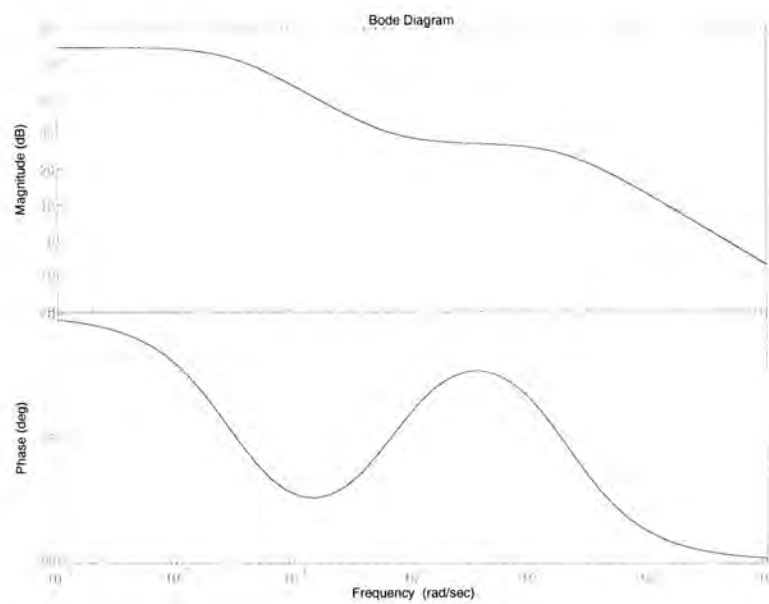
Systemet har med denne parametriseringen store stabilitetsmarginer, og det er derfor rom for å variere disse parametrene en del. For innføring av dempetilsats vil det være ønskelig med større båndbredde på systemet. Tilsvarende bodediagrammer som i figur 31, 32 og 33 viser at følgende parametrisering vil gi en båndbredde på ca 0.6 Hz, men med noe mindre stabilitetsmarginer:



Figur 31: Åpen sløyfes transferfunksjon ved børsteløs magnetisering



Figur 32: Lukket sløyfes transferfunksjon ved børsteløs magnetisering



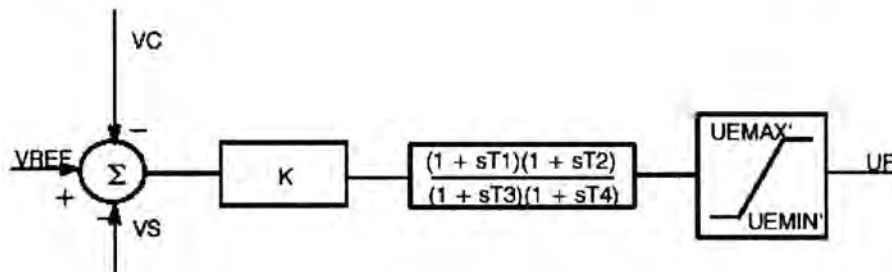
Figur 33: Regulatorutrustningens transferfunksjon ved børsteløs magnetisering

$$\begin{aligned} K_f &= 0.012 \\ T_f &= 1.6 \text{ s} \end{aligned} \quad (57)$$

Ved innføring av dempetilsats vil en større båndbredde kunne gi bedre resultat.

#### 4.2.3 Statisk magnetisering

For spenningsregulering med statisk magnetisering er det valgt å benytte en modell som finnes i Simpow-biblioteket. I Simpow er denne modellen kalt for type BBC1, og den er beskrevet [23]. Figur 34 viser blokkdiagrammet til denne regulatoren.



Figur 34: Blokkdiagram for statisk magnetisering type BBC1

Som blokkdiagrammet viser, realiseres stabiliseringen her ved to lead-lag-blokker, og ikke ved en dynamisk tilbakekopling. Stasjonær forsterkning  $K$  bestemmes fra krav om stasjonært avvik på 1% på samme måte som tidligere. Dette blir:

$$\frac{KK_3K_6}{1 + KK_3K_6} = 0.99 \quad (58)$$

Innsatt for  $K_3$  og  $K_6$  gir denne likningen:

$$K = 575.6 \quad (59)$$

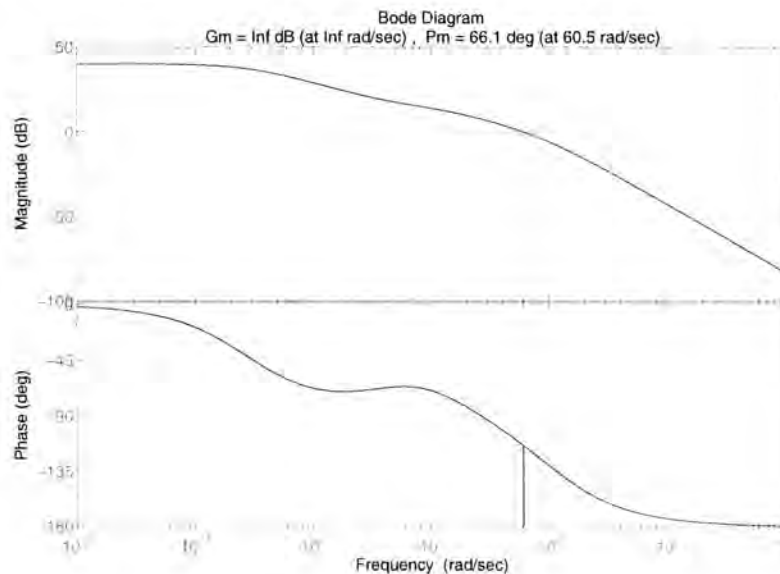
Parametrisering av  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  og  $T_4$  skjer ved tegning av bodediagrammer for det åpne systemet i Matlab.  $T_3$  benyttes til å modellere regulatorens tidskonstant på ca 3.3 ms for en trefaset likeretterbro. Resten av systemet optimeres så med hensyn på stabilitetsmarginer og båndbredde. Styrken med et statisk magnetiseringssystem er at det kan designes med så store båndbredder at det aktivt kan benyttes til å dempe effektpendlinger. Samtidig

bør ikke båndbredden være for stor, slik at regulatoren begynner å regulere på rippelen i spenningsmålingen (som er på 100 Hz ved enfaset måling). Båndbredden bør derfor ikke være vesentlig høyere enn 10 Hz.

Parametriseringen blir som følger:

$$\begin{aligned} T_1 &= 0.0033 \text{ s} \\ T_2 &= 0.2 \text{ s} \\ T_3 &= 0.0033 \text{ s} \\ T_4 &= 0.08 \text{ s} \end{aligned} \quad (60)$$

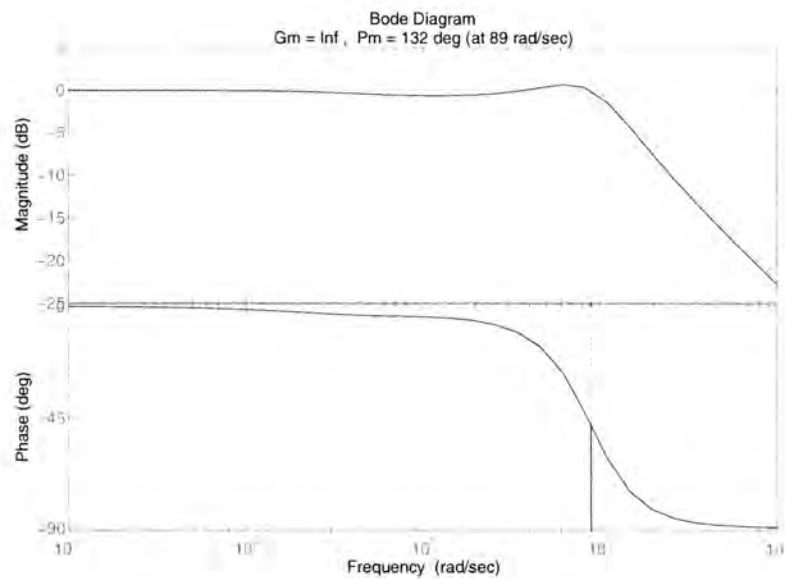
Her er  $T_1$  benyttet til å kompensere for regulatorens tidskonstant  $T_3$ , slik at dette egentlig ikke behøver å modelleres. Bodediagrammet for den åpne sløyfen er vist i figur 35, for den lukkede sløyfen i figur 36, og transferfunksjonen kun for regulatorutrustningen er vist i figur 37.



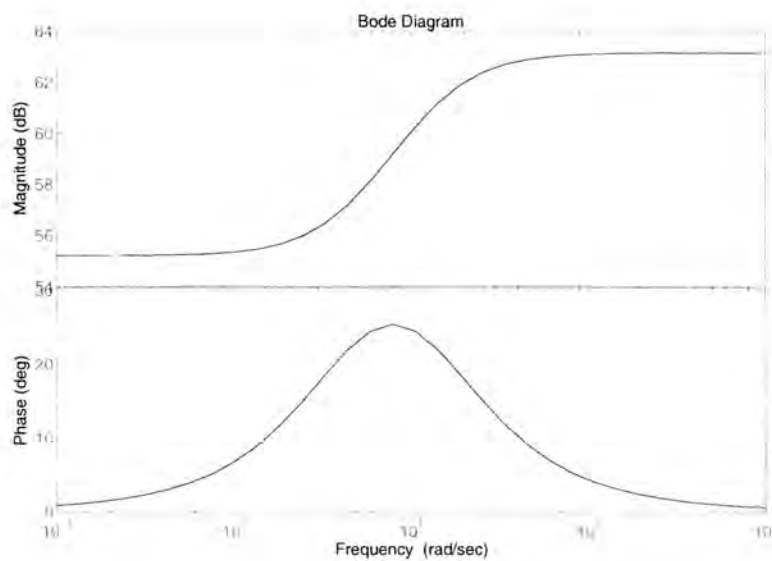
Figur 35: Åpen sløyfes transferfunksjon

Figurene viser at det er store stabilitetsmarginer, og at båndbredden blir på mellom 10 og 15 Hz, høyt nok til kunne dempe pendlinger, og lavt nok til at utrustningen ikke regulerer på rippelen i målesignalet.

Spenningsbegrensninger  $U_{EMAX}$  og  $U_{EMIN}$  er bestemt av omsetningsforholdet til magnetiseringstransformatoren. Denne dimensjoneres slik at feltspenningen kan bli stor under transiente forhold. Her antas det at  $\pm 250$  V, eller 6.59 pu, er tilstrekkelig.



Figur 36: Lukket sløyfes transferfunksjon



Figur 37: Regulatorutrustningens transferfunksjon

For enfasegeneratoren antas her at likestrømmagnetisering er benyttet, med samme parametrisering som i avsnitt 4.2.1.

#### 4.2.4 Kompensering

Kompenseringskretsene til spenningsregulatorene som beskrevet i avsnitt 3.1.3 innstilles på motorsiden med 8% negativ reaktiv kompensering, for at flere aggregater skal kunne driftes i parallell. Ingen aktiv kompensering implementeres.

På generatorsiden er det negativ kompensering for det enkelte aggregatet, slik at aggregater skal kunne driftes i parallell. Samtidig er det positiv kompensering for strømmen til hele stasjonen, slik at den totale kompenseringen blir 0. Derfor implementeres ingen kompensering på generatorsiden.

#### 4.2.5 Dempetilsats

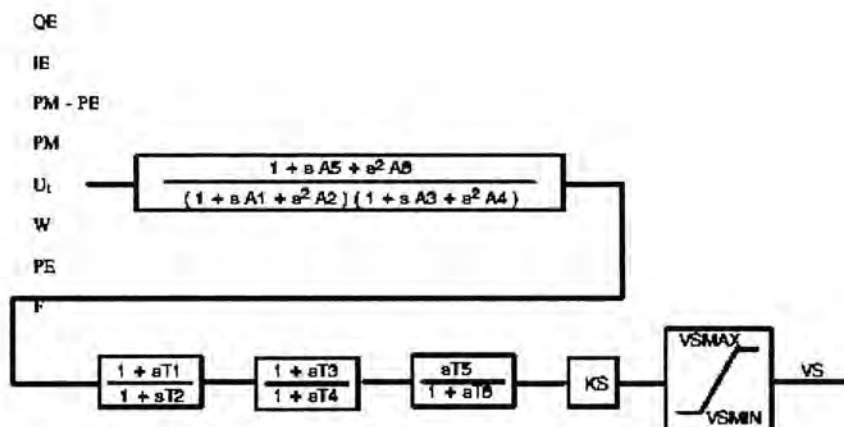
En dempetilsats sender et ekstra signal inn på regulatorens summator. Den er enten realisert som en ekstern enhet, eller integrert i programvaren til en digital regulator. Dempetilsatsen regulerer maskinens magnetisering under transiente forløp, og påvirker derfor først og fremst maskinens terminalspenning. På denne måten kan en bruke maskinens terminalspenning til å regulere maskinens aktive effekt. Dette fører til at klemmespenningen kan variere mye.

En dempetilsats har størst effekt når magnetiseringssystemet har stor båndbredde. Ved tregere magnetiseringssystemer vil regulatorutrustningen dempe høye frekvenser, og dempetilsatsen trenger derfor stor forsterkning. Den maksimale spenningen spenningsregulatoren kan levere begrenser den mulige størrelsen på denne forsterkningen.

Dempetilsatsen som benyttes, finnes i Simpow sitt bibliotek, og har her navnet PSS3. Denne har en generell transferfunksjon som vist i figur 38.

Det målte signalet er maskinens aktive effekt  $P_3$ . Dette målesignalet behandles av dempetilsatsens transferfunksjon, og utgangssignalet påtrykkes spenningsregulatoren.

Dempetilsatsen består av to lead-lag-blokker, en forsterkning, og et washout-filter som skal derivere lave frekvenser slik at utgangssignalet  $V_S$  stasjonært skal bli lik 0. Den øverste blokken kan benyttes som ytterligere et lead-lag-filter ved å bruke  $A1$  og  $A5$  som tidskonstanter, og sette de øvrige parametre ( $A2$ ,  $A3$ ,  $A4$ ,  $A6$ ) lik 0. Tidskonstantene  $T1-T4$ ,  $T6$ ,  $A1$  og  $A5$ , samt forsterkningen  $K \cdot T1$  tunes for å dempe pendlinger. Tidskonstanten  $T1$  er satt lik



Figur 38: Blokkdiagram for dempetilsats PSS3

1, slik at kun  $K$  må parametriseres. Begrensningene  $VSMIN$  og  $VSMAX$  er satt så høye at de ikke begrenser utgangssignalet.

Tuningen skjer ved simuleringer i Simpow, ved å variere parametrene slik at de demper effektpendlinger ved 1.6 Hz mest mulig. Samtidig er det lagt vekt på å unngå å eksitere andre svingemodi i systemet.

Ulike dempetilsatser er parametrisert for likestrøms feltmaskin, børsteløs magnetisering og statisk magnetisering. For børsteløs magnetisering er det forutsatt at regulatoren har en form for begrensning som gjør at feltspenningen  $u_f$  blir konstant lik 0 når spenningsregulatoren prøver å regulere den negativ.

Dempetilsatsen for likestrøms feltmaskin er parametrisert som i likning 61:

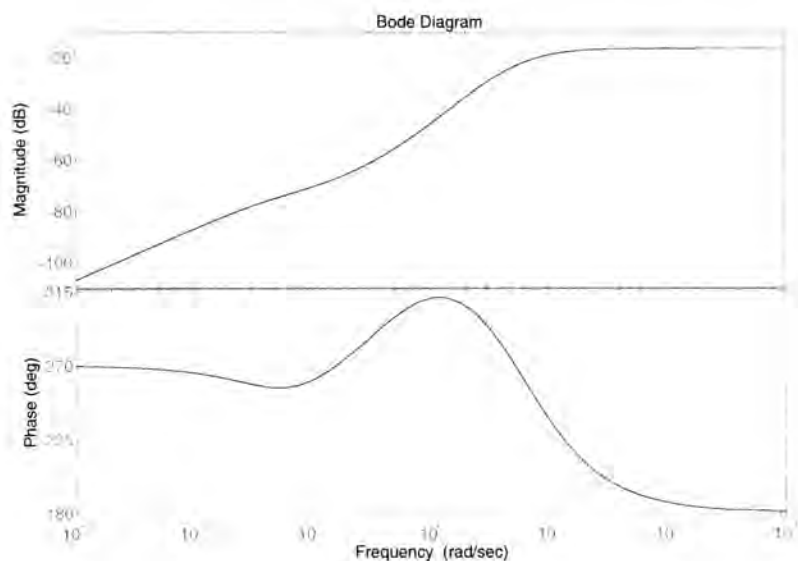
$$\begin{aligned}
 T1 &= 10 \text{ s} \\
 T2 &= 0.15 \text{ s} \\
 T3 &= 2 \text{ s} \\
 T4 &= 0.25 \text{ s} \\
 T6 &= 20 \text{ s} \\
 A1 &= 0 \text{ s} \\
 A5 &= 0 \text{ s} \\
 K &= -0.004
 \end{aligned} \tag{61}$$

Denne parametriseringen innebærer at washout-filteret kun virker ved de aller laveste frekvensene. I tillegg virker et deriverende filter mellom 0.1 og 6.7



Hz, mens ytterligere et deriverende filter virker akkurat rundt omformerens resonansfrekvens.

Bodediagrammet for denne transferfunksjonen er vist i figur 39. Diagrammet viser lav forsterkning ved lave frekvenser, men større forsterkning ved høyere frekvenser. Frekvenser vesentlig høyere enn magnetiseringens båndbredde vil igjen dempes av magnetiseringsutrustningen, slik at et lite frekvensbånd rundt 1-10 Hz får størst forsterkning fra dempetilsatsen.



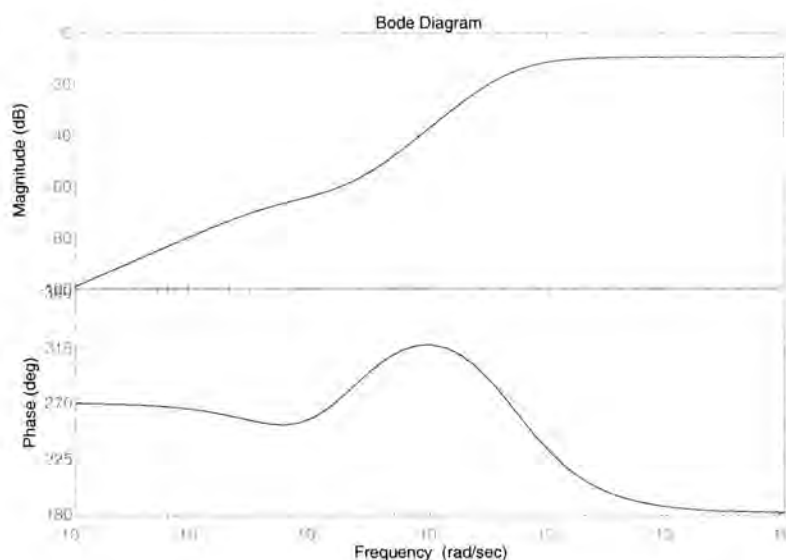
Figur 39: Bodediagram for dempetilsats for likestrøms feltmaskin

For børsteløs magnetisering er parametre som vist i likning 62 valgt. Dette innebærer en liknende struktur på transferfunksjonen som for likestrømsmagnetisering.

$$\begin{aligned}
 T1 &= 6 \text{ s} \\
 T2 &= 0.2 \text{ s} \\
 T3 &= 4 \text{ s} \\
 T4 &= 0.2 \text{ s} \\
 T6 &= 20 \text{ s} \\
 A1 &= 0 \text{ s} \\
 A5 &= 0 \text{ s} \\
 K &= -0.011
 \end{aligned} \tag{62}$$

På samme måte som for magnetisering med likestrøms feltmaskin virker også

her et deriverende filter over et stort frekvensområde, mens et deriverende filter til virker i et lite frekvensområde under omformerens resonansfrekvens. Bodediagrammet blir som vist i figur 40.



Figur 40: Bodediagram for dempetilsats ved børsteløs magnetisering

Dempetilsatser for begge de to ovenstående magnetiseringene eksiterer lett en ny resonansfrekvens ved rundt 0.5 - 1 Hz. Dette kan være en begrensende faktor for parametriseringen av dempetilsatsene.

Ved statisk magnetisering er følgende parametre valgt for dempetilsatsen:

$$T1 = 0.17 \text{ s}$$

$$T2 = 0.08 \text{ s}$$

$$T3 = 0.17 \text{ s}$$

$$T4 = 0.08 \text{ s}$$

$$T6 = 2.25 \text{ s}$$

$$A1 = 1.0 \text{ s}$$

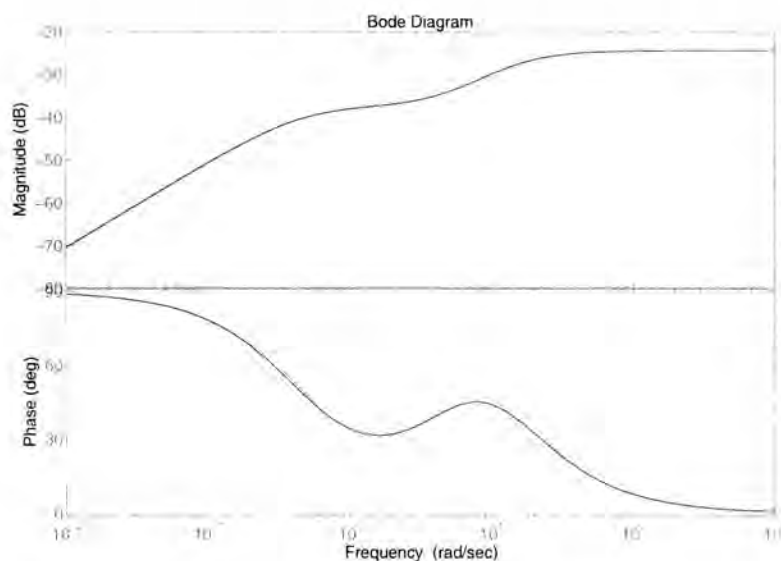
$$A5 = 6.0 \text{ s}$$

$$K = 0.03$$

Denne parametriseringen innebærer at to deriverende lead-lag-blokker virker mellom 5.9 og 12.5 Hz, samt en deriverende blokk mellom 0.17 og 1 Hz. Videre virker også washout-filteret helt opp til 0.44 Hz, og benyttes derfor også aktivt til å dempe pendlinger. De to derivatorene ved høye frekvenser

er i dette systemet nødvendig for å undertrykke en resonanstopp ved ca 5 Hz som ellers lett kunne bli eksitert. En bør ellers være forsiktig med å implementere derivatorer for høye frekvenser, da disse lett vil kunne regulere på rask dynamikk som ikke er modellert.

Bodediagrammet for dempetilsats ved statisk magnetisering er vist i figur 41.



Figur 41: Bodediagram for dempetilsats ved statisk magnetisering

Parametriseringen for dempetilsats gjelder når omformeren belastes fra en-fasesiden. Ved tilbakemating av effekt til trefasesiden skifter målt aktiv effekt  $P_3$  fortegn, og for å opprettholde dempningen må derfor da også forsterkningen  $K$  skifte fortegn. Ved fysisk implementering kan dette realiseres ved å måle maskineffektens tallverdi, uten fortegn.

Ved parametrisering av dempetilsatser må vurderinger gjøres med hensyn til eksitering av andre resonansfrekvenser i systemet og med hensyn til magnetiseringssystemets dimensjonering og begrensninger. Derfor kan annen parametrisering av dempetilsatsene være bedre enn den som er presentert her.

### 4.3 Nettverksbeskrivelse

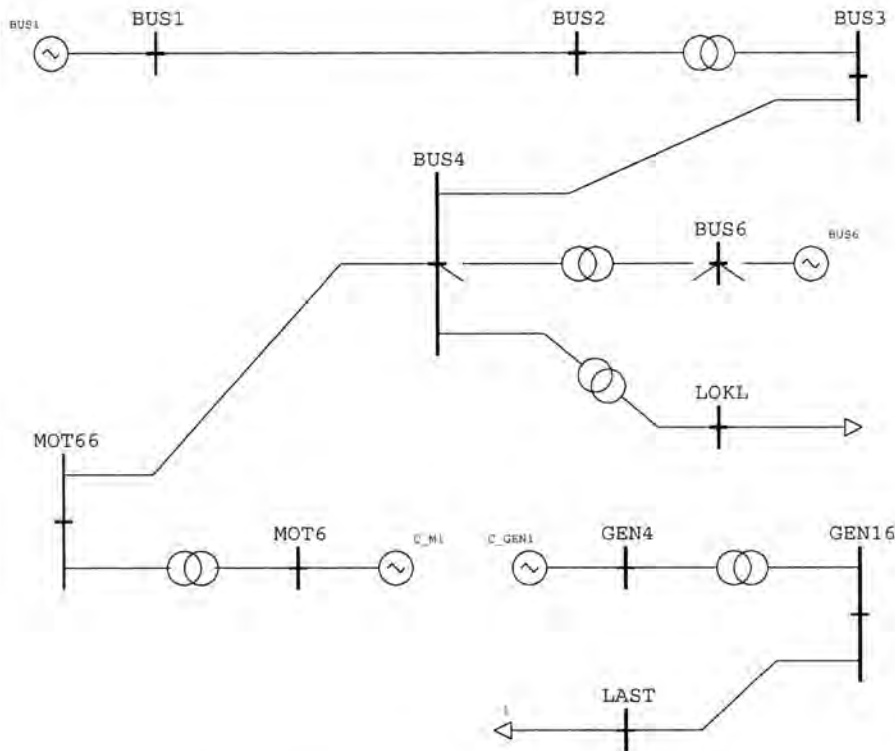
På en-fasesiden er omformeren knyttet til en separat driftet linje. Spenningsnivået er her 16 kV, og en transformator forbinder derfor enfasegeneratorens maskinklemmer og kontaktledningsnett. Et tog modelleres som en belast-

ning et stykke unna omformerer. Belastningens karakteristikk er nærmere beskrevet i vedlegg B.

Trefasenettet er modellert med utgangspunkt i Oppdal omformerstasjon, basert på data oppgitt fra TrønderEnergi. Allikevel er noen endringer gjort, for å forenkle og for å se hvordan nettet oppfører seg ved en mer ugunstig nett-konfigurasjon.

Omformerer er tilknyttet en 66 kV samleskinne via en transformator. Via en kort linje og en ny transformator er en lokal belastning tilknyttet nettet ved 22 kV. Samleskinnene ved 66 kV forsynes av en noe lengre linje før spenningsnivået transformeres opp til 130 kV og videre via en ny lang linje til en node der nettet anses som stivt (ved 130 kV).

Alle elementer benyttet i nettverksbeskrivelsen er listet og parametrisert i vedlegg G.11. Et enlinjeskjema over hele nettverket er vist i figur 42. LOKL er den lokale belastningen, og omformerer er modellert mellom nodene MOT6 på trefasesiden og GEN4 på enfasesiden. Den synkront roterende referansen er ved node BUS1.



Figur 42: Enlinjeskjema for nettmodellen

Den komplette nettmodellen med trefasenett, omformer med regulatorer, og enfasenett med belastning er implementert i .optpow- og .dynpow- filene i vedlegg I.1 og I.2.

## 5 Beskrivelse av omformerens dynamikk ved simuleringer

Omformerens rotor påvirkes av driftstilstanden både på enfase- og trefasesiden. Ved separat drift på enfasesiden styrer enfasebelastningen (dvs lokomotivene) størrelsen på omformerens enfaseeffekt. Responsen i trefaseeffekten er gitt av omformerens karakteristik. I dette avsnittet beskrives og kvantifiseres omformerens respons på belastninger på enfasesiden, for ulike typer magnetiseringsutrustning og for ulike nettkonfigurasjoner på enfase- og trefasesiden. Dette gjøres ved hjelp av simuleringsmodellen som er laget i Simpow.

### 5.1 Driftstilstand før forstyrrelse

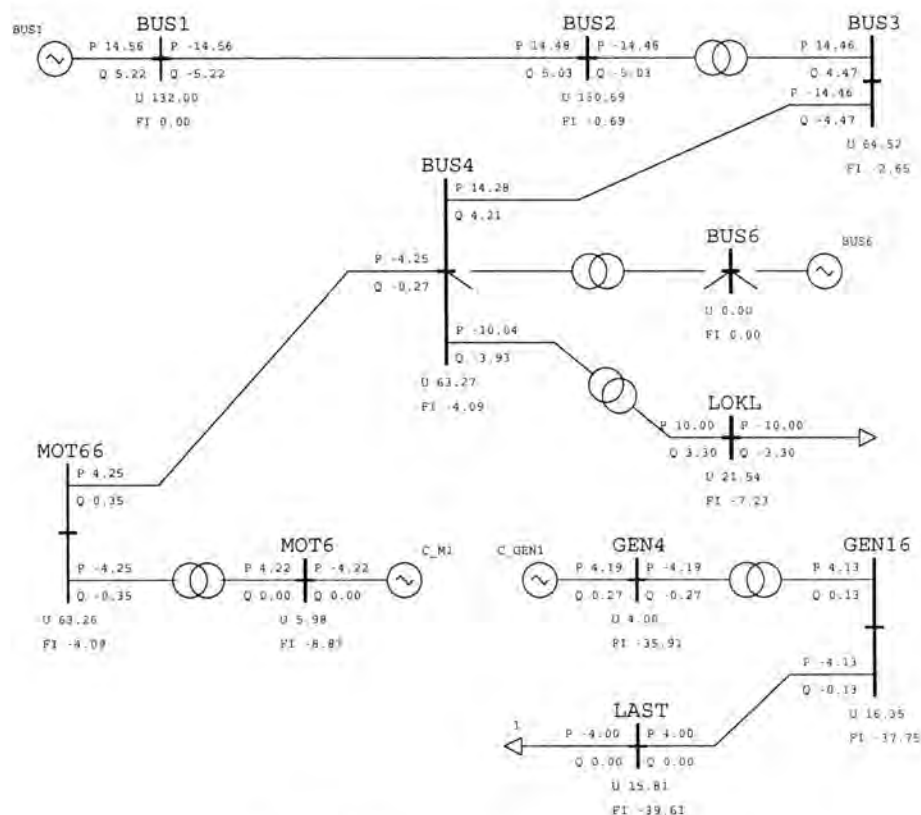
Før dynamiske analyser kan utføres må en starttilstand velges for nettet. Dette gjøres ved en statisk lastflytanalyse, og beregnes i Optpow. Størrelsen på alle belastninger og produksjoner defineres, før Optpow beregner alle spenninger, strømmer og all aktiv og reaktiv effektflyt i nettet.

Omformeren er ulineær, noe som gjør at starttilstanden for dynamiske simuleringer har innvirkning på den dynamiske responsen til omformeren. Slirekontrollen i togene griper i første rekke inn når et tog akselererer opp en bakke eller bremses ned en bakke. Disse situasjonene tilsvarer at omformeren er tungt belastet, enten ved å forsyne effekt til toget eller ved å tilbakemate effekt til trefasenettet. Simuleringene tar utgangspunkt i de nevnte driftstilfellene.

Det bør allikevel nevnes at det kan tenkes andre driftstilfeller der slirekontrollen til et tog griper inn, slik at det kan oppstå pendlinger. Et eksempel på dette kan være når to tog er i nærheten av hverandre men kjører i motsatt retning, slik at det ene toget leverer effekt til det andre toget. Da kan slirekontrollen i det ene eller begge togene gripe inn, slik at omformeren opplever effektpendlinger uten at den er tungt belastet.

Størrelsen til den lokale belastningen LOKL i trefasenettet kan påvirke spenningspendlinger som oppleves i trefasenettet som resultat av effektpendlingene i omformeren. Denne belastningen er valgt noe større enn togets belastning og den er antatt å ha impedanskarakteristikk. I alle simuleringene holdes denne belastningen konstant og med impedanskarakteristikk.

Ved de driftssituasjoner som er valgt, spesifiseres togets aktive belastning  $P_T$  ved node LAST i simuleringsmodellen til å være 4 MW. Den reaktive effekten spesifiseres til 0 MVar. Togets belastning antas spenningsuavhengig. Den tilhørende lastflyten er vist i figur 43.



Figur 43: Lastflyt ved 4 MW belastning

## 5.2 Omformerens respons på varierende enfaseeffekt

Omformerens respons er simulert for en rekke ulike driftstilfeller for omformereren, og for ulike magnetiseringsutrustninger. I alle tilfellene varieres effekten som trekkes av en enfasebelastning (et tog) på samme måte, slik at systemets respons kan sammenliknes. I vedlegg B vises det hvordan enfasebelastningen kan beskrives i simuleringmodellen som et spekter av sinussignaler med ulike frekvenser. Omformerens respons kan dermed beskrives av en frekvensrespons. Tre ulike typer simuleringer er gjort for hvert tilfelle:

- En frekvensrespons er simulert i det lineariserte systemet ved hjelp av DSL-kode som er skrevet av STRI og som også er benyttet i [21]. Her er responsen til omformerens trefaseeffekt avlest, sammen med spenningsresponsen ved omformerstasjonens 66 kV samleskinne i trefasenettet og 16 kV samleskinne i enfasenettet.
- En tidssimulering er gjort med en sinusvarierende belastning på 0.2 MW overlagret enfaseeffekten. Denne amplituden er anslått i vedlegg

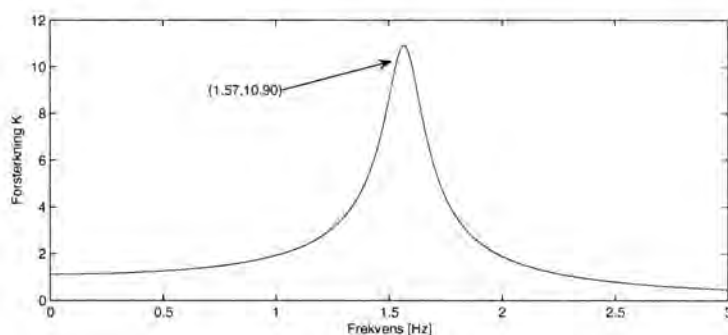
B. Frekvensen er satt lik resonansfrekvensen i hvert tilfelle. I denne simuleringen får en også med ikkelineære effekter i omformerer, når systemets resonansfrekvens eksiteres. Ved denne simuleringen blir maksimal og minimal verdi på den sinusvarierende spenningsresponsen ved ulike samleskinner i nettet lest av, og resultatet presenteres i en tabell. Spenningsvariasjonene er også angitt i prosent av stasjonær belastning.

- En sprangrespons er simulert med plutselig bortfall av belastningen på 4 MW.

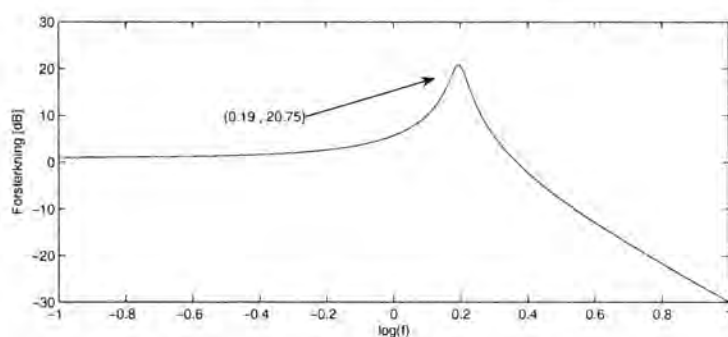
Alle simuleringresultatene er presentert i vedlegg G.

### 5.2.1 Egenmagnetisert likestrøms feltmaskin

Figur 44 viser frekvensresponsen på omformerens trefaseside ved eksisterende magnetisering, og figur 45 viser den samme frekvensresponsen med dB langs y-aksen og logaritmisk frekvensakse.



Figur 44: Transferfunksjon for  $P_3$



Figur 45: Transferfunksjon for  $P_3$  med logaritmiske akser

Som figurene viser, kan omformerens effektrespons beskrives som et resonansledd med transferfunksjon gitt av likning 63:



$$h(s) = \frac{P_3(s)}{P_1(s)} = \frac{1}{1 + 2\xi \left(\frac{s}{\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (63)$$

der

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot K_{max}}$$

$K_{max}$  er størrelsen på systemets resonanstopp, og  $\omega_0$  er resonansfrekvensen i  $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$ .

Figur 45 viser at omformeren følger enfasebelastningen ved lave frekvenser, forsterker enfasebelastningen rundt resonansfrekvensen, og demper høyere frekvenser. Grafene inkluderer også tap i omformeren og enfasenettet, og dette gjør at transferfunksjonen får en noe større verdi enn ved lave frekvenser. Den maksimale forsterkningen på  $K_{max} = 10.90$  gir en relativ dempningsfaktor på  $\xi = 0.046$ , og frekvensen  $f_0$  er 1.57 Hz. Transferfunksjonen kan dermed skrives som:

$$h(s) = \frac{1}{1 + 0.059s + 0.406s^2}$$

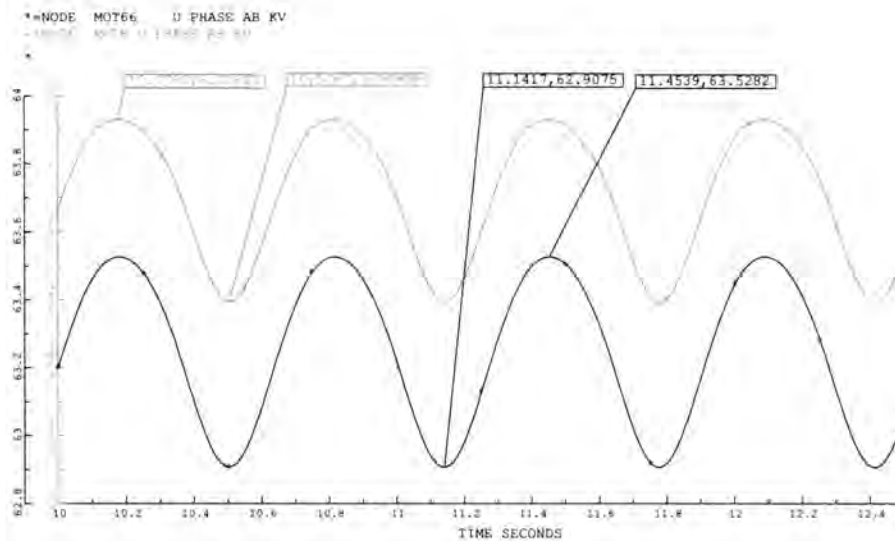
Denne transferfunksjonen inkluderer også responsen til enfasenettet (dvs nettapene).

Frekvensresponsen viser at frekvenser rundt 1.57 Hz i enfasebelastningen eksiterer de største effektpendlingene i omformeren.

Ved tidssimulering med en sinusformet belastning på 0.2 MW ved resonansfrekvensen, får responsen i trefaseeffekt en amplitude på 2.22 MW (4.44 MW p-p, mellom 2.05 MW og 6.49 MW). Responsen på spenningen på omformers trefaseside blir som vist i figur 46, med en kurve på motorklemmene (6.3 kV) og en på 66 kV-siden av transformatoren. Som figuren viser, blir kurven ikke helt sinusformet, sannsynligvis som følge av ulineariteter i trefasemotoren. Spenningsvariasjonene leses av fra kurven som forskjellen på spenning mellom topp og bunn på kurven, regnet i prosent av stasjonær spenning. For klemmespenningen MOT6 blir dette:

$$\frac{6.02 - 5.92 \text{ kV}}{5.98 \text{ kV}} = 1.67\%$$

På enfasesiden definerer generatoren spenningen i ved alle samleskinner, mens belastningen styrer mengden aktiv effekt som trekkes.



Figur 46: Spenning på omformerens trefaseside

Graf 4 i vedlegg G.1 viser enfaseeffekten, trefaseeffekten og rotasjonshastigheten til en omformer som eksiteres ved resonansfrekvensen. Ved resonansfrekvensen har  $P_3$  en fasevinkel på  $-90^\circ$  i forhold til  $P_1$ . Fordi trefasemotoren har motorisk referanse, ligger rotorens rotasjonshastighet  $\omega_a$   $90^\circ$  etter  $P_3$ , og dermed i motfase med  $P_1$ . Indusert spenning i statorviklingene både i motor og generator er proporsjonal med rotasjonshastigheten (forutsatt konstant feltstrøm). På motorsiden fører dette til spenningspendlinger i trefasenettet, som reduseres med elektrisk avstand mellom omformerens og et modellert stivt nett.

På generatorsiden pendler den indre maskinspenningen, og dermed til en stor grad klemmespenningen, i motfase med effektbelastningen  $P_1$ . Spenningen ved belastningsnoden  $U_{Last}$  vil på grunn av spenningsfallet over kontaktledningen mellom omformerstasjonen og toget også pendle i motfase med effekten  $P_T$ , og dermed i fase med spenningen ved omformerstasjonen.

Dette kan også beskrives på følgende måte: I den delen av belastningskurven der togbelastningen er på sitt maksimale er spenningen ved toget på sitt minimale. For å få tatt ut nok effekt er dermed kontaktledningsstrømmen stor. Når omformerens så pendler slik at spenningen ved omformerstasjonen samtidig er på sitt minimum, og den store kontaktledningsstrømmen i dette intervallet lager et gitt spenningsfall over kontaktledningen, vil dette ytterligere redusere spenningen ved belastningen.

Dette fører også til at strømmen i kontaktledningen, og dermed kontaktledningskapene, pendler i fase med  $P_T$ . Ettersom omformerens også leverer energi

til kontaktledningstapene, betyr dette en ytterligere eksitasjon av omformerens ved denne frekvensen. Spenningsfallet over kontaktledningen får dermed effekt som en positiv tilbakekopling for spenningen ved toget, og for systemets respons på varierende enfasebelastning.

Det er i foreløpige simuleringer funnet at trefasenettets kortslutningsytelse har lite å si for størrelsen på effektpendlinger. Spesielle simuleringer for å undersøke dette er derfor ikke foretatt.

### 5.2.2 Avstand mellom belastning og omformerstasjon

Effekten av spenningsfallet over kontaktledningen er nøyere undersøkt i dette avsnittet. Lengden på kontaktledningen er økt fra 10 til 40 km. Dette tilsvarer halve lengden til neste omformerstasjon.

En belastning på 4 MW gir en stasjonær spenning ved belastningen på 13.57 kV, strøm i kontaktledningen på 295 A, og kontaktledningstap  $I^2 \cdot R$  på 730 kW, eller 18.25% av togets belastning. Dette gjelder ved separat forsyning fra kun en omformerstasjon.

Frekvensresponsanalysen viser nå en svært mye større resonanstopp på 17.52. Dette impliserer at innvirkningen fra kontaktledningstapet på omformerens respons er betydelig. Ved alle simuleringer i denne oppgaven er en lengde på kontaktledningen på 10 km benyttet dersom ikke annet er spesifisert. Dersom en ved senere arbeid er interessert i kun å bestemme omformerens respons, bør en derfor vurdere å påtrykke den varierende effektbelastningen direkte på omformerens generatorklemmer.

### 5.2.3 Tilbakemating

Når tog kjører i nedoverbakke og bremses elektrisk, kan effekt mates tilbake til trefasenettet gjennom omformerens. Dette er simulert (med 10 km kontaktledning), og resonanstoppa er funnet til å være  $K_{max} = 7.41$  (graf 1 i vedleg G.3), mindre enn når belastningen trekker effekt. Dette kan forklares med at kontaktledningstapene ved resonansfrekvensen nå pendler i motfase med togets belastning. Derfor kommer disse nå som et fratrekk fra togets belastning på eksiteringen av omformerens. Videre er kontaktledningstapene nå mindre, fordi spenningen i nettet er høyere, og effektoverføringen foregår ved et høyere spenningsnivå.

#### 5.2.4 Kraftverk på trefasesiden

Når en 10 MVA vannkraftgenerator er tilkopleet trefasenettet, reduseres omformerens resonanstopp kun marginalt. Også kraftverket opplever pendlinger når omformereren pendler, men disse pendlingene er kun ca 20% av omformerens pendlinger (på trefasesiden). Spenningen ved nodene i trefasenettet forbedres også noe.

#### 5.2.5 Magnetiseringsutrustning

Når omformereren magnetiseres med børsteløs magnetisering er den simulerte responsen svært lik responsen for den eksisterende magnetiseringen. Effektresponsen til trefasesiden er marginalt redusert.

Når omformerens trefasemotor magnetiseres med statisk magnetisering (uten dempetilsats) blir resonanstoppen noe høyere enn ved de to andre magnetiseringsløsningene. Dette kan forklares med at systemets høye båndbredde gjør at maskinens klemmespenning holdes mer konstant under pendlingsforløp, og den indre maskinspenningen  $E_{af}$  reguleres i fase med maskinstrømmene. Dette bidrar til å øke effektpendlingene.

#### 5.2.6 Dempetilsats

Dempetilsatser med parametrisering som valgt i avsnitt 4.2.5 er satt på de ulike magnetiseringsutrustningene.

For magnetisering med likestrøms feltmaskin er virkningen av dempetilsatsen beskjeden, men resonanstoppen reduseres noe.

For børsteløs magnetisering er resonanstoppen redusert til  $K_{max} = 4.02$ , samtidig som en lavere resonansfrekvens eksiteres noe. Børsteløs magnetisering er utformet slik at den ikke kan levere negativ feltspenning. I vedlegg G.8, graf 4 er derfor feltspenningen vist, og i graf 5 vises at på tross av dette, har dempetilsatsen en dempende virkning også når resonansfrekvensen eksiteres i tidsplanet. I det ulineære systemet blir resonanstoppen da noe høyere, og  $K_{max}$  kan anslås fra kurvene til å bli mellom 4 og 5. Dette gir allikevel betydelig dempende virkning.

For statisk magnetisering med dempetilsats er resonanstoppen  $K_{max}$  redusert til 2.64, og den dempende virkningen er dermed betydelig.

Dempetilsatsen virker ved å regulere trefasemotorens magnetisering i fase med effektpendlingene, slik at polhjulene tiltrekkes statorfeltet ved stor trefaseeffekt, og slippes mer løs fra statorfeltet ved liten trefaseeffekt. Denne

reguleringen av magnetiseringen medfører at klemmespenningen til maskinen varierer. Klemmespenningen til trefasemotoren ved statisk magnetisering varierer i simuleringene med så mye som ca 2% p-p. Allikevel blir denne spenningsvariasjonen nesten i fase med maskinstrømmen. Dette motvirker pendlinger i maskinstrøm, og dermed holdes spenningene i resten av trefasenettet mer konstant. For statisk magnetisering blir pendlingene ved 66 kV-samleskinnen på kun 0.33%, mot ca 1% ved tilsvarende simulering med likestrøms feltmaskin og uten dempetilsats.

Generelt for dempetilsatsene gjelder at spenningsregulatorene ikke er dimensjonert slik at de henger med under svært store pendlinger. Spenningsregulatoren når da sin begrensning, og dempetilsatsen får ikke lenger noen dempende virkning. Dempetilsatsene gir derfor liten effekt ved sprangresponsene.

### 5.2.7 Omformer med dempeviklinger

Et forslag til hvordan effektpendlingene kan dempes er å installere dempeviklinger i trefasemotoren. Omformermodellen endret for å modellere virkningen av slike dempeviklinger. Dette er gjort ved at de subtransiente maskinparametrene  $X'_d$  og  $X'_q$  i maskinmodellen er redusert fra 0.21 og 0.43 til henholdsvis 0.17 og 0.19.

Resonanstoppen i frekvensresponsanalysen faller til 3.95, og resonansfrekvensen øker marginalt til 1.63 Hz.

Spenningsvariasjonene både på maskinklemmene til trefasemotoren, i resten av trefasenettet, og i enfasenettet er også vesentlig redusert.

Dempeviklingene medfører også at sprangresponsen dempes fort ut.

Dempeviklingene demper dermed ikke pendlinger like godt som statisk magnetisering med dempetilsats. Den store fordelene med dempeviklinger er allikevel at disse ikke har begrensninger i hvor store pendlinger og sprang de er effektive ved. Dermed kan de også dempe større pendlinger og sprang enn en ville dimensjonert magnetiseringsutrustningen og dempetilsatsen for.

### 5.2.8 Systemets respons ved parallellkjøring av omformere

I perioder med stor belastning er det vanlig å drifte to omformeraggregater i parallell, for å unngå overbelastning. Simuleringsmodellen er endret slik at to like omformere driftes i parallell. De to omformerne er knyttet til 66 kV-samleskinnen MOT66 på trefasesiden, og har hver sin helt like trefasetransformator. På generatorsiden har omformerne hver sin helt like enfasetransformator, før de koples sammen til 16 kV-samleskinnen.

Akkurat det samme utgangspunktet som gjelder som tidligere, med 4 MW belastning på samleskinnen LAST.

Magnetisering med likestrøms feltmaskin er benyttet. Resonanstoppen ved trefasesiden til *en* av omformerne er nå på 5.79. Dermed blir effektpendlingene hver omformer utsettes for nær halvert ved lik eksitering. Allikevel sammenlagres effektpendlingen for de to omformerne ved 66 kV-noden MOT66. Her er resonanstoppen på 11.65.

Spenningspendlinger i hele nettverket reduseres når to aggregater parallellkjøres.

### 5.2.9 Systemets respons i samkjøringsdrift

Omformere driftes sjelden isolert, men er knyttet sammen på enfasesiden via kontaktledningsnett. Her er det undersøkt hvilken innvirkning dette har på omformerens respons.

Vanlig avstand mellom omformerstasjonene er ca 80 km. Ettersom en komplett modell av hele enfasenettet ville bli svært omfattende, avgrenses modellen til omformerstasjoner i nærheten av belastningen. I hver omformerstasjon antas det at kun en 5.8 MVA roterende omformer er i drift, og trefasenettet bak hver omformer antas helt likt som beskrevet i avsnitt 4.3. Trefasenettet har en felles synkront roterende referanse ved samleskinnen BUS1.

To ulike driftssituasjoner behandles:

1. Et tog eksiterer pendlinger nær samleskinnen til en omformer. Denne situasjonen modelleres med tre omformere med 80 km kontaktledning mellom seg, og toget representeres som en belastning ved 16 kV-noden til omformeren i midten.
2. Et tog eksiterer pendlinger midt mellom to omformere. To omformere på hver side av toget modelleres for denne situasjonen. Avstanden mellom de to omformerne er 80 km, mens toget er midt mellom de to midterste omformerne.

Begge tilfellene gir symmetriske resultater, slik at kun to sett med responser må leses av for hvert tilfelle.

I tilfelle nr 1 er den stasjonære belastningen til de tre omformerne fordelt slik at omformeren ved toget er belastet med 2 MW, mens de to andre omformerne er belastet med 1 MW hver. Ved frekvensscan blir derimot resonanstoppen for omformeren ved toget på 3.24, mens de to andre omformerne får resonanstopp på 2.94. For de to andre omformerne vil pendlingene forsterkes gjennom kontaktledningene, som tidligere vist, men ikke for omformeren i midten.

Frekvensresponskurven til den midterste omformeren har videre en litt lavere frekvens enn de to andre (1.50 mot 1.52 Hz), og kurveformen er litt forvridd, som vist i graf 3 i vedlegg G.12. Den forvridde kurveformen sammen med kurven for fasevinkel antyder at det er en derivator et sted i denne transferfunksjonen som virker mellom ca 1.7-1.9 Hz.

Spenningspendlingene i enfasenettet (16 kV) ved den midterste omformeren (og toget) er her på 1.1%. De tilsvarende spenningspendlingene ved de to andre omformerne er 0.48%. Ved motorklemmene i trefasenettet ved den midterste omformeren blir spenningspendlingene 0.27%.

Tilfelle 2 gir noe mindre respons, da belastningen nå fordeler seg mer likt mellom to omformere. Videre tar også de to ytterste omformerne en stor del av belastningen (og av pendlingene).

Disse simuleringene viser at samkjøring av enfasenettet gir store fordeler i forhold til separat drifting. Belastning og pendlinger fordeles på flere aggregater, og spenningsfall over kontaktledningen reduseres kraftig. Dermed reduseres kontaktledningstapene, og pendlinger i kontaktledningstapene blir også mindre.

## 6 Diskusjon

I dette avsnittet diskuteres pendlingene. Utgangspunktet for diskusjonen er i hovedsak simuleringresultatene presentert i vedlegg G.

### 6.1 Beskrivelse av pendlinger

Utgangspunktet for effektpendlinger i banestrømforsyningen er at de eksiteres, i den modellen som er benyttet i dette arbeide fra varierende belastning i enfasenettet. Dersom belastningen er langt unna omformerstasjonen vil også tapene i enfasenettet legges til togets belastning.

Omformerens rotor har en stor roterende masse som begynner å svinge når dens resonansfrekvens eksiteres. Effekten som trekkes fra trefasenettet går til å akselerere og bremse rotoren. Rotorens pendlinger medfører derfor effektpendlinger i trefasenettet. Effektpendlingene i trefasenettet medfører spenningspendlinger her. Videre fører den varierende rotasjonshastigheten til omformerens til at spenningen på motorklemmene varierer.

Rotorens varierende rotasjonshastighet medfører også at spenningen på generatorklemmene varierer. Denne varierer i motfase med effektpendlingene fra belastningen. Når omformerens belastes betyr dette at spenningspendlingene ved belastningsnoden og generatorklemmene er i fase. Dette forsterker pendlingene i kontaktledningstap, og dermed også enfasesidens eksitasjon av effektpendlinger. Kontaktledningstapene er derfor en vesentlig faktor i beskrivelsen av pendlingene

Ved tilbakemating er denne effekten motsatt, da pendlingene i rotorhastighet nå blir i fase med effektpendlingene fra belastningen, og spenningspendlingene på generatorklemmene derfor blir i motfase med spenningspendlingene ved belastningsnoden. Dette, i tillegg til at effektoverføringen ved tilbakemating foregår ved et høyere spenningsnivå, reduserer pendlingene i kontaktledningstap, og den simulerte resonanstoppen ved tilbakemating er derfor vesentlig lavere enn ved belastning.

Simuleringene av kraftverk i trefasenettet viser at dette til en viss grad påvirkes av effektpendlinger fra omformerens, men dette er ganske beskjedent.

Videre er frekvensen ved maskinklemmene gitt av aggregatets rotasjonshastighet  $\omega_a$ . Når  $\omega_a$  pendler som vist i graf 4 i vedlegg G.1 vil også frekvensen ved maskinklemmene pendle. Slik frekvenspendling kan ses på som fasevinkelpendlinger. Både i enfase- og i trefasenettet vil slike frekvens- eller fasevinkelpendlinger kunne påvirke utstyr i nærheten av omformerens. I enfasenettet vil dette for eksempel kunne påvirke krav til hvordan styringen av togenes



likerettere må utformes, mens fasevinkelpendlinger kan eksitere pendlinger i andre kraftverk i trefasenettet.

## 6.2 Virkning av magnetisering og spenningsregulator

Ytelsen til omformerens spenningsregulatorutrustning er avhengig av utrustningens fysiske utforming og regulatorens parametrisering. Med den parametrisering av modellen som er valgt i denne oppgaven påvirker ikke ulike spenningsregulatormodeller omformerens respons i vesentlig grad.

Båndbredden til den eksisterende magnetiseringen og til børsteløs magnetisering er i størrelsesorden 0.2 Hz. Ved frekvenser som er vesentlig høyere enn dette kan trefasemotorens magnetisering oppfattes som tilnærmet konstant, da magnetiseringsutrustningen ikke er i stand til å endre feltstrømmen vesentlig raskere enn dette. Motorens indre maskinspenning  $E_{af}$  vil derfor variere med rotorens rotasjonshastighet  $\omega_a$ .

Båndbredden til en statisk magnetiseringsutrustning vil være vesentlig større, i størrelsesorden 10 - 15 Hz. Denne utrustningen er dermed i stand til å holde klemmespenningen på motoren ganske konstant. Dermed vil ikke effektpendlinger dempes i samme grad som for magnetiseringsutrustning med lavere båndbredde.

En dempetilsats kan inkluderes i regulatormodellen. Denne tilfører et stabiliserende signal til spenningsregulatoren, og skal bidra til å dempe aktive effektpendlinger på motoren. Ved innføring av dempetilsats på magnetiseringsutrustning med feltmaskin bør spenningsregulatorens parametrisering justeres for å få størst mulig båndbredde på magnetiseringsutrustningen. Dette er gjort for børsteløs magnetisering, der båndbredden er økt til ca 0.6-0.8 Hz.

Ved magnetisering med likestrøms feltmaskin er effekten av å innføre dempetilsats liten. Ved børsteløs magnetisering, derimot, viser simuleringene at det er mulig å oppnå en ganske betydelig dempende virkning med dempetilsats.

En statisk magnetisering med dempetilsats har i simuleringene svært god dempende effekt. Resonanstoppen reduseres kraftig, og spenningspendlinger i enfase- trefasenettet reduseres betydelig.

Dempetilsatsen og magnetiseringsutrustningen avpasser den indre maskinspenningen  $E_{af}$  dynamisk slik at aggregatets pendlinger dempes. Dette fører til økte pendlinger i spenningen til motorklemmene, men på høyspenningssiden til trefasetransformatoren er spenningen mye roligere enn uten dempetilsats. Dette kan forklares med at klemmespenningen pendler i fase med motorstrømmen, slik at pendlinger i denne strømmen bremses av den varierende klemmespenningen.

Dempetilsatsens ytelse begrenses av hvor stor feltspenning magnetiseringsutrustningen kan levere. Dersom pendlingene er så store at magnetiseringsutrustningen ikke kan levere stor nok feltspenning, mister dempetilsatsen mye av sin effekt. Dersom den statiske magnetiseringsutrustningen dimensjoneres godt nok, og dempetilsatsen og magnetiseringsutrustningen parametriseres riktig, vil dette problemet oppstå kun ved de aller største pendlingene, som ikke opptrer ofte.

Magnetiseringen til enfasegeneratoren er ikke nøye undersøkt, og under alle simuleringene er denne enten realisert ved likestrøms feltmaskin eller børsteløs magnetisering. Ut fra teorien og simuleringene som er gjort antas det at denne har liten betydning for omformerens respons på varierende effektbelastning. Den kan allikevel innvirke på pendlingene til kontaktledningstapene i enfasenettet. Statisk magnetisering med dempetilsats her ville derfor kunne bidra til ytterligere en liten reduksjon av resonanstoppen når toget befinner seg langt unna omformeren. Det antas imidlertid at denne effekten vil være svært liten.

### 6.3 Andre tiltak for å dempe pendlinger

Det har vært foreslått å installere dempeviklinger på motoren for å dempe pendlinger. Dette vil sannsynligvis være et svært dyrt tiltak, og er ikke nøye behandlet. Allikevel er dynamiske motordataene endret for å inkludere virkningen av dempeviklinger. Ved dette dempes pendlingene vesentlig, og effekten tilsvarer den for dempetilsats. Dempeviklingene forutsetter allikevel ikke at magnetiseringsutrustningen overdimensjoneres, slik at den virker under alle typer pendlingsforløp. Videre vil heller ikke motorens klemmespenning pendle.

Parallell drifting av to omformere kan benyttes for å fordele belastning og pendlinger mellom omformerne, slik at pendlingene hver omformer utsettes for halveres. Dette fører også til sterkt reduserte spenningspendlinger både i enfase- og trefasenettet. Allikevel fører dette til at systemets stasjonære tap øker.

### 6.4 Virkning av samkjøring av enfasenettet

I praksis samkjøres enfasenettet, slik at hvert tog forsynes fra flere omformerstasjoner samtidig. Selv når toget er rett ved en omformerstasjon kan også andre omformerstasjoner i nettet bidra med en stor andel av effekten. Forsyning av strøm til toget fra to sider fører til at tapene i enfasenettet blir mindre enn ved separat drifting, og at pendlinger fordeles mellom flere

omformere. Responsen som oppleves ved hver enkelt omformer er derfor mye mindre ved samkjøring av enfasenettet enn ved separat drifting.

Det bør allikevel påpekes at dette bildet kan endre seg dersom flere tog inkluderes i modellen. For eksempel vil to tog som trekker stor effekt på samme linje føre til at omformerne belastes tyngre, og til at kontaktledningstapene igjen øker.

### 6.5 Andre dempende tiltak i nettet

Tiltak som kan dempe effektpendlinger samsvarer med tiltak som reduserer nettap i enfasenettet. Som nevnt i avsnitt 1.4 kan dette for eksempel være utbygging av dobbeltsporede strekninger med sammenknyttede elektriske systemer eller utbygging av autotransformatorsystem, eller andre tiltak som bidrar til å korte ned den elektriske avstanden mellom tog og omformer.

### 6.6 Avhjelpende tiltak i tog

Denne oppgaven fokuserer på beskrivelse av omformeren, og på hvilke tiltak som kan tenkes å gjøre i og nær omformerstasjonen for å dempe pendlinger. Allikevel kan det være nyttig å påpeke at det i stor grad er kraftelektronikkstyring i tog som eksiterer pendlinger. Alternativ styring i togene vil kunne bidra til at eksitering herfra vil reduseres, slik at mindre pendlinger oppleves.

Kontaktledningstapene forsterker eksitering av effektpendlinger fra enfasenettet. Regulering av toget med konstant spenning på strømvaktakeren vil bidra til å redusere overføringstapene i enfasenettet fordi effektoverføringen skjer ved en høyere spenning. Videre vil dette også bidra til å redusere pendlinger i kontaktledningstap, og derfor også eksitering av pendlinger på omformeren. Dette kan enkelt impementeres i togstyringens programvare. Slik styring krever noe kraftigere dimensjonerte togtransformatorer og likerettere i toget, og i henhold til [22] er det derfor ikke vanlig å implementere dette.

Som nevnt kan likeretterstyringen til moderne tog eksitere effektpendlinger i omformeren over et lengere tidsrom, mens toget passerer en omformer. I [12], [13] og [27] beskrives ulike slirekontroller som raskt oppdager når hjulene begynner å slire. Videre beregnes den reduksjonen i pådraget som skal til for at hjulene igjen skal få feste på skinnene. Det bør være mulig å utforme denne slik at den ikke virker med frekvenser rundt omformerens resonansfrekvens. En ytterligere videreutvikling av dette kunne være fortløpende å beregne maksimalt pådrag på hver enkelt aksling på bakgrunn av *ett* slip, slik at hjulene ikke slipper igjen før det har gått litt tid. En slik slirekontroll i togene ville begrense eksitasjonen av effektpendlinger i omformeren.

Et tiltak som kan bidra til at lokomotiv ikke må kjøre mye nær adhesjons-grensen mellom hjul og skinner kan være å installere en mindre traksjonsmotor på noen av vognene, slik at lokomotivet får hjelp til å dra toget. Et slikt tiltak vil også bidra til at togene enklere kan kjøre opp bratte stigninger. Dette forslaget vil være spesielt aktuelt for tunge godstog. Et liknende prinsipp er gjennomført i enkelte typer motorvognsett, for eksempel i det tyske høyhastighetstoget ICE 3. Dette har 16 traksjonsmotorer spredt ut langs hele togets lengde, hver med en ytelse på 500 kVA.

## 7 Konklusjon

Pendlinger i en omformer oppstår på grunn av at aggregatets resonansfrekvens eksiteres. Aktiv belastning på enfasegeneratoren som varierer ved omformerens resonansfrekvens medfører at rotoren begynner å pendle i forhold til den synkront roterende referansen i trefasenettet. Disse pendlingene i rotorens polhjul medfører forsterkning i aktiv effektbelastning i trefasenettet, men varierende rotorhastighet medfører også spenningspendlinger ved denne frekvensen både på motorens og generatorens klemmer. Dette får konsekvenser for elkvaliteten både i trefase- og i enfasenettet.

I dette arbeidet er et roterende omformeraggregat detaljert modellert og beskrevet, sammen med innvirkningen av ulike spenningsregulatorutrustninger. Det er lagt spesielt vekt på å parametrisere magnetiseringsutrustningen rett, og det er utført målinger på et omformeraggregat for å finne de rette parametrene.

En modell av et 5.8 MVA omformeraggregat med spenningsregulatorutrustning, overliggende trefasenett og enfasenett er implementert i den dynamiske simuleringssystemet Simpow. Dynamiske simuleringer i det lineariserte og ulineariserede systemet er utført for å undersøke pendlingene mer i detalj. Videre er systemets dynamiske respons undersøkt ved ulike tiltak for å dempe pendlinger.

Det er funnet at magnetiseringsutrustningen i utgangspunktet har liten innflytelse på pendlingene. Allikevel kan en benytte en dempetilsats som sender et stabiliserende signal til spenningsregulatoren. Simuleringene viser at en slik dempetilsats kan ha stor dempende virkning på systemet dersom en benytter statisk eller børsteløs magnetiseringsutrustning. Den eksisterende magnetiseringsutrustningen med en egenmagnetisert likestrøms feltmaskin har ifølge simuleringene beskjeden effekt av en dempetilsats.

Systemets respons er simulert også for andre tiltak, som montering av dempeviklinger på trefasemotoren og parallellkjøring av omformere. Disse demper også effektpendlinger som oppleves av aggregatet. Parallellkjøring av aggregater har imidlertid den bakdelen at det innebærer store tap.

I praksis samkjøres enfasenettet, slik at et tog forsynes med effekt fra omformerne på begge sider av toget. Simuleringene viser at dette kraftig reduserer effektpendlingene hver enkelt omformer opplever. Videre bidrar dette også til å redusere kontaktledningstap, og pendlinger i kontaktledningstap, og dermed eksiteres pendlingene svakere fra enfasesiden. Allikevel vil belastningen på omformerne kunne bli tyngre og mer ujevnt fordelt dersom flere tog inkluderes i modellen.

## 7.1 Videre arbeid

En del arbeid gjenstår å gjøre i ulike deler av oppgaven. Dette gjelder i første rekke parametrisering av omformermodellen. Enfase- og trefasemotoren til en 5.8 MVA omformer er parametrisert i [26], men denne parametriseringen er tunet basert på måleserier tilsvarende de som er presentert i vedlegg B, og ikke basert på direkte målinger på motor og generator. Nye målinger av disse parametrene ville gi større sikkerhet knyttet til omformermodellen. En tilsvarende parametrisering er også ønskelig for omformere med andre ytelser enn 5.8 MVA.

I videre utvikling av simuleringsmodellen bør det vurderes om det er tilstrekkelig å benytte en standardmodell for magnetiseringsutrustningene, som presentert i vedlegg A. Disse har kun marginale forskjeller fra modellene som er utviklet i avsnitt 3.

Undersøkelser bør gjøres om hvordan styringen av aktiv og (spesielt) reaktiv effekt fra lokomotivet foregår ved ulike togtyper, og hvilken mulighet en har til å tilpasse dette. Dette kan benyttes ved at toget for eksempel styrer sin reaktive effektproduksjon slik at spenningen på togets strømvaktar holdes konstant. Videre bør styringen av togenes likerettere tas med i betraktningen av pendlingsene som oppleves, både slik at togene i minst mulig grad eksiterer pendlinger, men også slik at togenes likerettere har robust nok styring til å takle spenningspendlinger og fasevinkel/frekvenspendlinger som oppstår i enfasenettet.

I sammenheng med dette bør det også arbeides videre for å finne standardiserte belastningsmønstre fra fra tog som kan benyttes som en beskrivelse på effektsignalet toget påtrykker enfasenettet under pendleforløp. Dette kan benyttes i simuleringer til å teste enfasenettets og omformerens respons på togets belastning ved ulik nettkonfigurasjon på en standardisert måte. Et forsøk på dette er gjort i vedlegg B, der et grovt resultat er at en sinusformet belastning på ca 0.2 MW kan representere den kraftigste eksiteringen resonansfrekvensen omformeren vanligvis utsettes for fra tog.

Det bør vurderes om en momentanverdimodell av enfasenettet bør implementeres for å undersøke om enfasenettets naturlige effektpendlinger på  $33\frac{1}{3}$  Hz har innvirkning på omformerens dynamikk. Dette kan for eksempel implementeres sammen med en omformermodell i Matlab eller i Simpow.

Ytterligere undersøkelser bør utføres med sikte på å fastslå om de pendlingsene som oppleves er så alvorlige at tiltak bør iverksettes for å redusere pendlinger. Det tiltaket som i simuleringene peker seg ut som mest aktuelt er i introdusere dempetilsats i forbindelse med statisk eller børsteløs magnetisering. Ved innføring av ny magnetiseringsutrustning og dempetilsats må parametrisering både av spenningsregulator og av dempetilsats vurderes på

nytt i sammenheng med nettkonfigurasjon på enfase- og trefasesiden, og med belastningsmønster på omformerer.

## 7.2 Elkvalitet i trefasenettet

Som følge av at kraftnettet er et dynamisk system vil driftstilstanden kontinuerlig endres. Størrelsen på effektbelastningene endres hele tiden, i forutsigbare mønstre, og produksjonen justeres for å balansere forbruket. Den ubalansen som måtte oppstå mellom forbruk og produksjon blir raskt utregulert av turbinregulatorerne i kraftverkene, og kun minimale svingninger oppstår som følge av dette.

Allikevel blir kraftnettet ofte utsatt for større belastningssprang. Dette kan skje ved plutselig inn- eller utkopling av store belastninger eller produksjoner, det kan skje ved koblinger i nettet, eller det kan skje ved feil i nettet. Generatorerne i nettet vil da reagere momentant, og svinge seg inn til sin nye stasjonære tilstand. Dette innsvingningsforløpet vil da også påvirke spennin- gene ved samleskinnene i nettet.

Dersom store belastninger trekker sin effekt fra nettet *periodisk*, vil man oppleve en tilsvarende periodisk respons i trefasenettet. Dette kan gi opphav til periodiske spenningspendlinger, eller såkalt *flimmer*.

Jernbanenettet er i denne sammenheng spesielt, med belastninger som beveger seg. Hyppig akselerasjon og nedbremsing av togene medfører en sterkt varierende belastning på omformerne. Slike belastningsendringer foregår allikevel så sakte at de ikke eksiterer vesentlige pendlinger. Allikevel vil det oppstå sprang i jernbanenettet i forbindelse med koplinger og feilsituasjoner, som i trefasenettet. I slike tilfeller vil også her systemet svinge seg inn til sin nye stasjonære tilstand, og som simuleringene i vedlegg G viser kan den aktive effektbelastningen på omformerens trefaseside få et oversving som er ca like stort som det opprinnelige effektspranget. Andre situasjoner som eksiterer effektpendlinger er beskrevet i avsnitt 2.3.

Omformerne startes ved direkte tilkopling til trefasenettet via en starttransformator. I en periode før trefasemotoren kommer opp i turtall går den asynkront med trefasenettet. Da vil maskinmomentet variere med polhjul- lets posisjon, og varierende effekt trekkes fra nettet. Også etter at den har kommet opp i synkront turtall, pendler motoren seg inn med store polhjul- spendlinger. For å fase inn omformerer mot enfasenettet veksles polariteten til feltstrømmen inntil fem ganger, hver gang med betydelige polhjulspend- linger som resultat. Alt dette fører til betydelig flimmer i trefasenettet under oppstart av en omformer.

Effektuttaket til de fleste belastninger i kraftsystemet er spenningsavhengi-

ge. Passive belastninger har størst spenningsavhengighet, men selv aktive eller styrte belastninger, som for eksempel motordrifter, programmeres ofte med en viss spenningsavhengighet. En belastning som har impedanskaraktistikk er proporsjonal med spenningen i 2. potens, mens lysfluksen fra en vanlig glødelampe er proporsjonal med spenningen i 3.7. potens. Endringer eller flimrer i spenningen merkes derfor på utstyret som er tilknyttet dette punktet, og da spesielt på glødelamper. Effektpendlinger eller -sprang er i seg selv ikke et problem for elkvaliteten, men de konsekvensene effektvariasjonene har for spenningen.

Elkvaliteten i trefasenettet regulert av NVE i *Forskrift om leveringskvalitet i kraftsystemet* [18] fra 2004, der hovedtanken er at spenningen i grensesnittet mellom nettselskap og forbruker eller produsent skal holdes mest mulig konstant. I tillegg til spenningsprang og -flimrer, omhandler forskriften også størrelsen på ulike overharmoniske og interharmoniske spenningskomponenter, samt grad av usymmetri i nettet. I det videre er kun sprang og flimrer omtalt, da disse kravene er mest relevante i forhold til Jernbaneløsningsnettets omformere.

Kravene gjelder ved grensesnittet mellom Jernbaneløsningsnettets system og nettleverandøren (dvs 66 kV-samleskinnen i de foregående simuleringer). Det er allikevel adgang til å inngå private avtaler om å avvike fra disse kravene ved dette grensesnittet. Forutsetningen er da at disse kravene ikke fravikes ved noen *andre* av nettleverandørens grensesnitt mot kunder eller produsenter.

Ifølge forskriften er det nettleverandør sitt ansvar å sørge for at kravene overholdes. I forbindelse med jernbanenettet er det imidlertid omformerne som produserer et mulig elkvalitetsproblem, og det er derfor naturlig at Jernbaneløsningsverket tar ansvaret for at elkvaliteten blir god nok.

Videre har omformerstasjonen strømforsyning fra trefasenettet. Det er ikke gjort undersøkelser på hvilken elkvalitet utstyr i omformerstasjonen (kontrollutstyr og verneutrustning) krever. Dette er allikevel et tema som bør undersøkes før tiltak som vesentlig forringer elkvaliteten gjennomføres.

### 7.2.1 Sprang

I forskriften [18] er krav til spenningsprang ved nominelt spenningsnivå over 1 kV satt som følger:

- 1 sprang per døgn kan være inntil 6%
- Inntil 24 sprang per døgn kan være inntil 4%
- Øvrige sprang kan være inntil 3%



Her er et spenningsprang definert som den maksimale spenningdifferansen  $\Delta U_{maks}$  relativt til den nominelle spenningen  $U_N$ . Det vil si at størrelsen på spranget blir betraktet som det *maksimale* utsvinget i innsvingningsforløpet.

### 7.2.2 Flimmer

Krav til flimmerverdiene settes ved flimmerintensiteten  $P_{st}$ . Dette er en parameterverdi som er definert i IEC 61000-4-15 [1] og beregnes med bakgrunn i ubehaget som oppleves av mennesker på grunn av lysflimmer fra glødelamper ved ulike frekvenser. I denne sammenhengen er den mest ugunstige frekvensen rundt 9 Hz. Kompliserte algoritmer må benyttes til å beregne flimmerintensiteten til et simulert signal, og flimmerintensiteten kan også måles ved hjelp av et såkalt flimmermeter.

Parameteren  $P_{st}$  beregnes ut ifra spenningspendlinger over en tidsperiode på en time. Tog som passerer omformerstasjonen produserer flimmer i kun en del av denne timen, og derfor blir parameteren mindre enn om flimringen hadde vært der hele tiden. Forskriften krever videre at kravet til flimmerintensiteten  $P_{st}$  skal overholdes i 95% av timene i løpet av en uke. De resterende 8 timene i uka kan flimmerintensiteten være ubegrenset stor uten at forskriften brytes. På bakgrunn av dette brytes sannsynligvis ikke kravene til flimmerintensitet fra omformerne, selv om flimringen skulle være stor i den tidsperioden toget passerer omformerene. Dette gjør ikke flimringen mindre irriterende for folk som plages av det.

Alternative krav til flimring i forbindelse med jernbanens omformere bør derfor vurderes. Det foreslås at det utformes krav til prosentvis endring i spenningen ved et punkt i trefasenettet kan som produseres av omformerene ved bestemte enfasebelastninger. For eksempel kan en tilsvarende framgangsmåte som benyttet ved utregning av spenningsvariasjon i avsnitt 5 og vedlegg G benyttes.

### 7.3 Elkvalitet i enfasenettet

Belastningen i enfasenettet består av ulike typer tog, og et krav må her være at pendlinger eller sprang i spenningen på togets strømvaktaker ikke påvirker driften av toget i vesentlig grad. Eldre tog drives av kommutatormotorer regulert ved trinning av togtransformatorer. Denne reguleringen er for treg til at den kan jobbe ved aktuelle pendlefrekvenser. Togets pådrag påvirkes allikevel av spenningen, slik at en kan oppleve små momentvariasjoner på toget. Disse er svært små, og togets store masse gjør at dette knapt vil merkes om bord på toget.

Nyere tog har kraftelektronikkstyring. Enfasestrømmen likerettes før den vekslerettes i en motordrift. Det er vanlig å benytte trefasede asynkronmotorer. Likeretteren mot enfasenettet kan bestå vanligvis av en svitsjet fullbro likeretter [22]. Denne kan styre både aktivt og reaktivt effektuttak fra nettet. Styringen av likeretteren er avhengig av måle tilstanden i enfasenettet for å kunne styre likeretterne riktig. Dersom denne måleverdien varierer hurtig, enten i amplitude eller frekvens eller begge, kan likeretterstyringen få problemer.

Kravene til elkvalitet i enfasenettet blir dermed i hovedsak gitt av reguleringen av likeretteren i tog. Ved god utforming av disse regulatorene bør togene være i stand til å tåle spennings- og fasevinkelpendlinger av en viss størrelse.

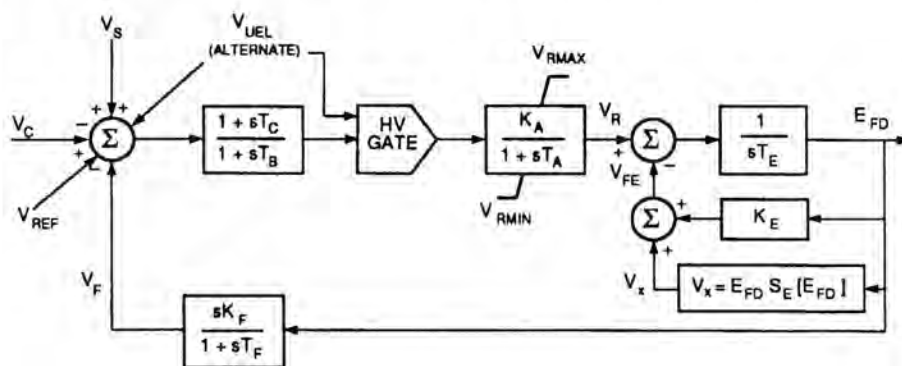
## Vedlegg

## A Spenningsregulatoremodeller

Ofte vil det være ønskelig å benytte standard spenningsregulatoremodeller, ettersom disse modellene er lettere tilgjengelig, og de er enklere i bruk. I de fleste tilfeller vil en slik standardmodell være god nok. For de to spenningsregulatoremodellene som er utviklet i denne oppgaven, bør følgende Simpow-modeller benyttes:

- For magnetisering med likestrøms feltmaskin bør modellen *TYPE 1* i Simpow benyttes. Dette er den samme som IEEE type DC1A for likestrøms feltmaskiner. Blokkdiagram for denne er vist i figur 47.
- For børsteløs magnetisering bør Simpowmodellen *TYPE WC* benyttes. Dette er IEEE type AC1A for vekselstrøms feltmaskiner med ukontrollerte likerettere. Blokkdiagram for denne er vist i figur 48

Disse regulemodellene er beskrevet i [2] og [23].



Figur 47: Spenningsregulatoremodell IEEE type DC1A [2].

Parametrene til feltmaskinene  $K_E$ ,  $T_E$  og  $S_E$  er gitt av følgende fysiske parametre definert i avsnitt 3:

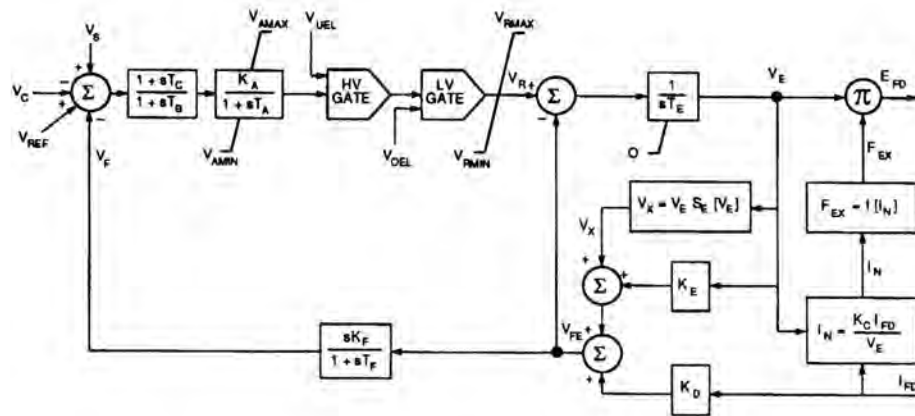
$$K_E = \frac{R_{exf}}{K_m} - 1$$

for egenmagnetisert likestrømsmaskin,

$$K_E = \frac{R_{exf}}{K_m}$$

for fremmedmagnetisert likestrømsmaskin og vekselstrømsmaskin,

$$T_E = \frac{L_{exf}}{K_m}$$



Figur 48: Spenningsregulatormodell IEEE type AC1A [2]

for begge maskiner, og

$$S_E = \frac{R_{exf} \cdot S_e}{K_m}$$

for begge maskiner.

For børsteløs magnetisering må videre parametrene for ankerreaksjon i feltmaskinen og likeretteren bestemmes. Disse får følgende verdier:

$$K_D = \frac{p_i}{6} \cdot (X_d - X_d'') \cdot \frac{R_{exf}}{K_m}$$

$$K_C = \frac{X_d''}{N_{diodes}}$$

I disse regulatormodellene er det også lagt inn et ekstra lead-lag-filter i regulatorens transferfunksjon, og i tillegg er det med over- og undermagnetiseringsbegrensninger i regulatoren. Forskjellene fra modellene som er utviklet i avsnitt 3 er følgende:

1. I modellen av likestrøms feltmaskin (DC1A) tilbakeføres feltspenningen i en dynamisk tilbakeføring, og ikke feltmaskinens feltstrøm, som i Jernbaneverkets omformere. Dersom metning neglisjeres er disse proporsjonale. I Simpow-modellen *TYPE 1* kan en allikevel tilbakeføre denne strømmen ved å sette parameteren  $SW2 = 1$  for fremmedmagnetiserte maskiner. Dette kan ikke gjøres for egenmagnetiserte maskiner.
2. Metningen modelleres ulikt fra det som er gjort i avsnitt 3. Dette gir allikevel svært små avvik.

3. I modellen av børsteløs magnetisering (AC1A) tilbakeføres feltstrømmen  $I_f$  gjennom konstanten  $K_D$  for å modellere spenningsfallet i ankerreaksjonen til et annet punkt enn det som er utledet i avsnitt 3. Dette signalet da også gjennom tregheten til feltmaskinens feltkrets. Med dette blir det også vrient å sette riktige begrensninger på regulatorspenningen, da det nå i modellen ligger en ekstra fiktiv spenning i feltkretsen. Det er ikke funnet noen forklaring i litteraturen på hvorfor det er gjort slik.

## B Belastningsmønstre for tog

Endringer i belastning på omformerens enfaseside eksiterer pendlinger på trefasesiden. Disse endringene kan skje ved koplinger i enfasenettet eller på grunn av varierende belastning fra tog. I denne sammenhengen er det slirekontrollen til moderne tog som lager de mest merkbare effektpendlingene på trefasesiden. Disse togene styres som en belastning med konstant-effekt-karakteristikk, og styrer dermed effektuttaket fra enfasesiden. Dette avsnittet beskriver prinsipielt hvordan en kan beskrive effektsignalet  $P_1$  som påtrykkes enfasesiden på omformerens, og responsen  $P_3$  på trefasesiden.

### B.1 Fouriertransformasjon

Et signal  $f(t)$  kan skrives som et fourierintegral, som beskriver signalet som et spekter av sinusformede signaler med alle frekvenser:

$$f(t) = \int_0^{\infty} [A(\omega) \cdot \cos(\omega t) + B(\omega) \cdot \sin(\omega t)] d\omega \quad (64)$$

Eller på kompleks form:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(v) \cdot e^{i\omega(t-v)} dv d\omega \quad (65)$$

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(v) \cdot e^{-i\omega v} dv \right] \cdot e^{i\omega t} d\omega \quad (66)$$

Her er  $\omega$  frekvensene det integres over, mens  $v$  en vilkårlig variabel. Likning 66 kan skrives som:

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{f}(\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega, \quad (67)$$

der

$$\hat{f}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-i\omega t} dt \quad (68)$$

når  $v$  settes lik  $t$ .

$\hat{f}(\omega)$  er den fouriertransformerte til signalet  $f(t)$ , og beskriver sammensetningen av de ulike frekvensene  $\omega$  i  $f(t)$ . Den fouriertransformerte  $\hat{f}(\omega)$  er

en kompleks størrelse, og beskriver både amplitudeverdi og fasevinkel til de ulike frekvensene.

Enfase- og trefaseeffekten  $P_1(t)$  og  $P_3(t)$  ved en omformer kan uttrykkes ved sin fouriertransformerte. Dermed kan den aktive effekten på enfase- og trefasesiden undersøkes ved å undersøke sinusformede signaler med ulike frekvenser.

Omformeren reagerer ulikt på ulike frekvenser. Svært lave frekvenser kan observeres med samme amplitude på trefasesiden og enfasesiden, mens noe høyere frekvenser i nærheten av omformerens resonansfrekvens kan forventes å ha ulik amplitude på enfase- og trefasesiden av omformeren.

Enfasenettet har naturlige effektpendlinger på to ganger nettfrekvensen, dvs  $33\frac{1}{3}$  Hz, og omformeren er designet for å hindre at denne frekvensen kommer over til trefasenettet. Dempeviklinger i generator og stor roterende masse sikrer dette. Derfor kan det forventes at kun frekvenser som er vesentlig lavere enn denne har innvirkning på omformerens dynamikk.

Omformerens respons på belastningen på enfasesiden kan simuleres ved en frekvensresponsanalyse som identifiserer hvordan omformeren reagerer på ulike frekvenser. På bakgrunn av dette kan en bestemme hvilke frekvenser i effekt-signalet på enfasesiden som lager de største effektpendlingene på trefasesiden av omformeren.

## B.2 Målinger på Oppdal omformerstasjon mars 1999

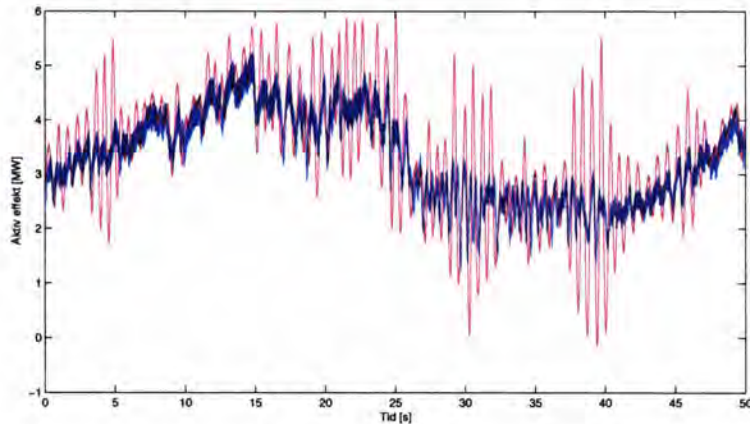
I mars 1999 ble det gjort målinger på Oppdal omformerstasjon med et lokomotiv av type EL18 som belastning på omformeren. Omformeren ble da driftet isolert, slik at toget var omformerens eneste belastning. Blant annet ble enfaseeffekten  $P_1$  og trefaseeffekten  $P_3$  målt over tidsperioder på 20 og 50 sekunder. Målingene er beskrevet og analysert i [25].

For å simulere togenes belastning på omformerens enfaseside kan disse målingene benyttes. Forløp fra de målte enfasebelastningene kan mates direkte inn i simuleringsmodellen og benyttes som en verifikasjon på de simulerte resultatene. Dette er imidlertid store måleserier over 50 sekunder, som vil kunne medføre lang regnetid. Videre er slike måleserier ikke standardiserte, og en må derfor benytte akkurat den samme måleserien for å kunne forvente lik respons. Det er derfor ønskelig å behandle det målte signalet slik at kun de komponentene i belastningen som eksiterer pendlinger i systemet kan hentes ut og påtrykkes simuleringsmodellen.

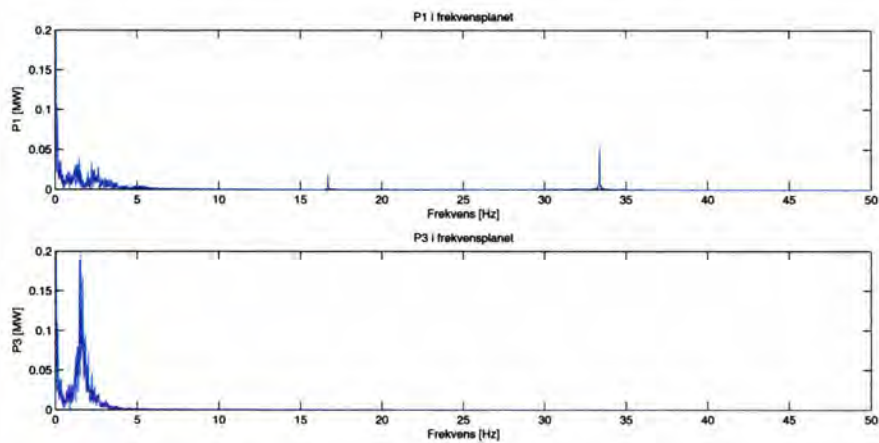
De målte signalene kan behandles i Matlab for å identifisere ulike frekvenskomponenter av signalene. Først er tidsplottene av de målte signalene studert, og målingene med de største pendlingene i trefaseeffekten er valgt ut.



Et eksempel på et slikt tidsplott med store pendlinger i trefaseeffekten er måling nr. 26, vist i figur 49.



Figur 49: Enfaseeffekt (blå) og trefaseeffekt (rød) i måling 26



Figur 50: Fouriertransformerte til  $P_1$  og  $P_3$  i måling 26, 0 - 50 Hz

Enfaseeffekten  $P_1$  og trefaseeffekten  $P_3$  fouriertransformeres så for disse utvalgte målingene. Etersom signalene er målt og lagret på diskret form, beregner Matlab diskrete fouriertransformasjonen til det målte effektsignalet. En såkalt fft-algoritme (fast fourier transform) benyttes for å beregne denne diskrete fouriertransformasjonen.

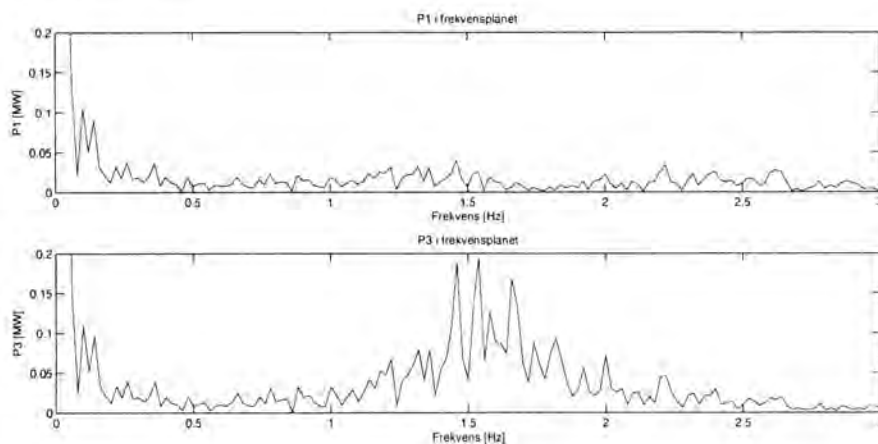
Figur 50 viser kurven for tallverdien til fouriertransformasjonen til måling 26, for enfase- og trefaseeffekt  $P_1$  og  $P_3$ . Den fouriertransformerte er her plottet fra 0 til 50 Hz. Figuren viser en betydelig frekvenskomponent ved  $33\frac{1}{3}$  Hz,

dvs dobbel nettfrekvens, i kurven for enfaseeffekt. Dette er en naturlig følge av at det er en enfaset effektmåling, selv om måleinstrumentene filtrerer bort en del av denne frekvenskomponenten. Videre vises en frekvenskomponent ved nettfrekvensen  $16\frac{2}{3}$  Hz. Det er ikke åpenbart hvorfor denne frekvensen er der.

Trefaseeffekten er svært lav ved disse frekvensene, noe som antyder at omformerer demper disse frekvensene godt. Målingenes samplingsrate gjør uansett disse fouriertransformerte kurvene svært unøyaktige for høye frekvenser.

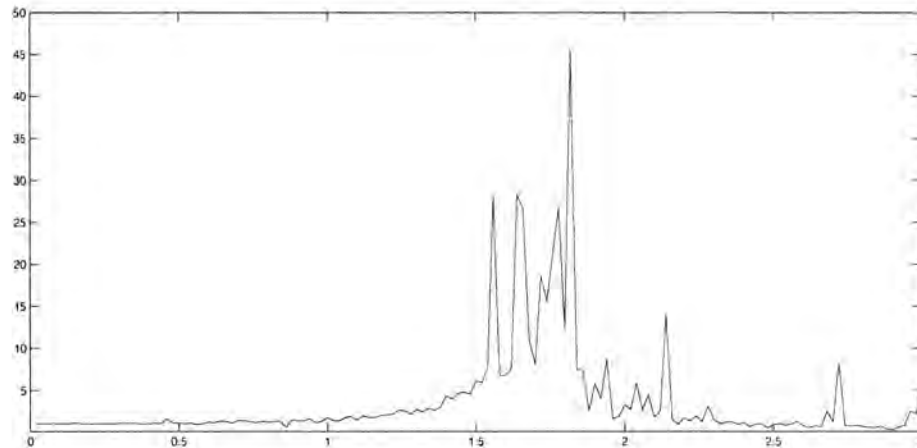
I forbindelse med lavfrekvente effektpendlinger på omformerens trefaseside er kun de lavere frekvensene av interesse. Figuren antyder at for de aller laveste frekvensene er enfaseeffekt og trefaseeffekt omtrent like store. Men for frekvenser mellom ca. 1 og 3 Hz er trefaseeffekten svært mye større enn enfaseeffekten. Dette antyder at omformerer har en resonansfrekvens i dette frekvensintervallet. Videre er det også i enkelte målinger observert en resonanstopp rundt 4 - 5 Hz.

Figur 51 viser den samme fouriertransformasjonen som i figur 50 mer detaljert for de aller laveste frekvensene. Som en kan se ligger resonanstoppen rundt 1.5 Hz, og omformerer har merkbar forsterkning av effektsignalet mellom ca 1 og 2 Hz.



Figur 51: Fouriertransformerte til  $P_1$  og  $P_3$  i måling 26, 0 - 3 Hz

Disse målte kurvene kan benyttes til å lage et bodediagram for omformerer som viser transferfunksjonen fra enfasenettet til trefasenettet. En slik transferfunksjon er vist mellom 0 og 3 Hz i figur 52. Som en kan se har denne transferfunksjonen svært mye støy. Transferfunksjonen får en svært høy verdi for frekvensene med svært liten målt enfaseeffekt. Denne transferfunksjonen gir dermed ikke et riktig bilde av omformerens virkelige transferfunksjon fra enfase- til trefaseeffekt.



Figur 52: Transferfunksjon for måling 26, 0 - 3 Hz

I forhold til simuleringsmodellen kan målingene derimot gi en indikasjon på hvor kraftig de ulike frekvensene eksiteres på omformerens enfaseside. Frekvensene rundt omformerens resonansfrekvens kan da representeres med ett enkelt sinusformet signal, som påtrykkes enfasesiden i simuleringsmodellen av omformerens. Dette sinusformede signalet kan da representere den største eksitasjonen av frekvensområdet fra et tog. Effekt- og spenningspendlinger på trefasesiden som resultat av togets belastningsmønster kan dermed kvantifiseres.

Det er valgt ut seks målinger som benyttes, hver målt over en tidsperiode på 50 sekunder. Målingene er som tidligere nevnt valgt ut på bakgrunn av store pendlinger i trefaseeffekten observert i tidsplottene av kurven, som i figur 49. De valgte målingene er måling nr. 23, 25, 26, 27, 28 og 33 i [25]. For hver av disse finnes en fouriertransformert kurve (diskret) for enfaseeffekten  $P_1$ , som tilsvarer maksimal amplitude for de ulike frekvensene.

Amplitudeverdien til dette sinusformede signalet er for det kontinuerlige tilfellet anslagsvis gitt av integralet av den fouriertransformerte kurven over det frekvensintervallet det sinusformede signalet skal representere. For det diskrete tilfellet er den tilsvarende amplitudeverdien gitt av summen over de ønskede punktene. I det kritiske frekvensområdet kan derfor amplitudeverdien anslås som en funksjon av bredden på det utvalgte frekvensintervallet. I måling 26 er amplituden til enfaseeffekten  $0.758 \frac{\text{MW}}{\text{Hz}}$  målt i frekvensintervallet mellom 1.5 og 1.6 Hz. Den tilsvarende trefaseeffekten er  $5.612 \frac{\text{MW}}{\text{Hz}}$ . Dette gir en gjennomsnittlig forsterkning i dette frekvensområdet på 7.4. Tilsvarende tall for de andre utvalgte målingene er gitt i tabell 4.

I tabell 4 ser man at størrelsene kan variere en del mellom de ulike målingene. Allikevel er det i denne sammenhengen ønskelig kun å benytte signalet for

<i>Måling nr</i>	<i>Amplitude 1~</i> [MW/Hz]	<i>Amplitude 3~</i> [MW/Hz]	<i>Forsterkning</i>
23	0.870	5.706	6.56
25	1.060	7.429	7.01
26	0.758	5.612	7.40
27	0.671	7.923	11.8
28	0.700	4.096	5.85
33	0.552	3.431	6.22

Tabell 4: Amplitude ved resonansfrekvens

enfaseeffekten, som kan ha en amplitude på inntil ca  $1 \frac{\text{MW}}{\text{Hz}}$  i det aktuelle frekvensområdet, i det verste tilfellet i måling 25. Bredden på frekvensområdet og den spesifikke frekvensen som benyttes til å representere dette er valgt på bakgrunn av simulerte frekvensscan i simuleringsmodellen. Det anslås her at omformerens forsterkning er stor i et område på 0.2 Hz rundt resonanstoppen, og dette er videre benyttet. Dermed blir amplituden på sinussignalet som eksiterer omformerens fra enfasesiden  $1 \text{ MW} \cdot 0.2 \text{ Hz} = 0.2 \text{ MW}$

Det bør gjøres videre arbeid for å undersøke hvordan en effektbelastning fra enfasesiden generelt kan representeres i det aktuelle frekvensområdet.

## C Parametrisering av omformerne i Simpowmodellen.

Parametrisering av omformerne er presentert i [26]. Parametre for motor er gjengitt i tabell 5 og parametre for generator er gitt i tabell 6. De øvrige parametre for simpowmodellen kan leses fra .optpow og .dynpow-filene i vedlegg I.

<i>Parameter</i>	<i>Symbol</i>	<i>Verdi</i>	<i>Enhet</i>
Merkeeffekt	$S_n$	6.2	MVA
Merkespenning	$U_n$	6.3	kV
Synkronreaktans	$X_d$	1.26	pu
	$X_q$	0.56	pu
Transient reaktans	$X'_d$	0.29	pu
	$X'_q$	NA	
Subtransient reaktans	$X''_d$	0.21	pu
	$X''_q$	0.43	pu
Transient tidskonstant	$T'_{d0}$	8.0	s
	$T'_{q0}$	NA	
Subtransient tidskonstant	$T''_{d0}$	0.1	s
	$T''_{q0}$	0.1	s
Stator lekkreaktans	$X_l$	0.11	pu
Statorresistans	$R_a$	0.0011	pu
Normalisert treghetskonstant	$H$	1.2246	$\frac{Ws}{VA}$
Dempekonstant	$D$	0.1	

Tabell 5: Dynamiske data for trefasemotor presentert i [26]

<i>Parameter</i>	<i>Symbol</i>	<i>Verdi</i>	<i>Enhet</i>
Merkeeffekt	$S_n$	5.8	MVA
Merkespenning	$U_n$	4.0	kV
Synkronreaktans	$X_d$	1.4	pu
	$X_q$	0.68	pu
Transient reaktans	$X'_d$	0.25	pu
	$X'_q$	NA	
Subtransient reaktans	$X''_d$	0.17	pu
	$X''_q$	0.19	pu
Transient tidskonstant	$T'_{d0}$	5.0	s
	$T'_{q0}$	NA	
Subtransient tidskonstant	$T''_{d0}$	0.1	s
	$T''_{q0}$	0.1	s
Stator lekkreaktans	$X_l$	0.11	pu
Statorresistans	$R_a$	0.0091	pu
Normalisert treghetskonstant	$H$	1.3754	$\frac{W_s}{VA}$
Dempekonstant	$D$	0.1	

Tabell 6: Dynamiske data for enfasegenerator presentert i [26]

## D Metningskurver

- Metningskurve for trefasemotor
- Metningskurve for enfasegenerator
- Metningskurve for likestrøms feltmaskin for motor, type LE 83

# ASEA

23.11.50  
HL

47 22455609  
Synchronmotor G1807 nr 2698502  
4400kVA Q8 3400kW 500rpm 50p/s E300V 403A

R103 nr 1  
LO 7554.41-1

## Magnetiseringskurvor

Stator-  
spänning

8000V

7000

6000

5000

4000

3000

2000

1000

0

100

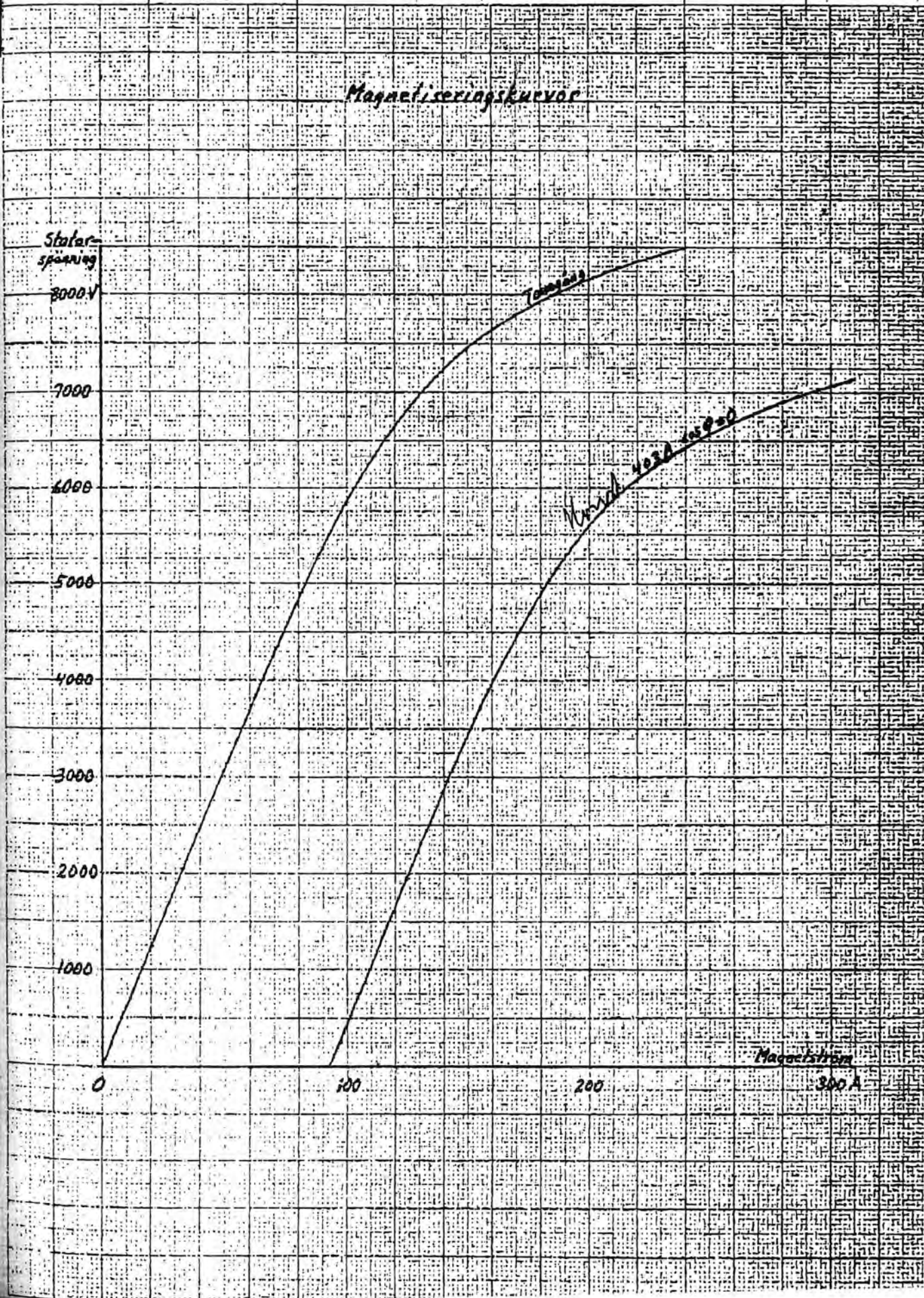
200

300 A

Magnetström

Tangens

U<sub>stator</sub> = 403A · 4400V





ASEA

7kmg

47 22455609  
Cuiasgenerator G1814 nr 2698508  
för Norges Statsbanor  
4000kVA,  $\cos \phi = 0,8$ , 4000V, 1000A, 16 2/3 P/s

R103 nr 1

Tomgångskurva och belastningskurva vid normalström och  $\cos \phi = 0$

6000 Volt

5000

4000

3000

2000

1000

100

200

300 Amp

magn. ström

TK

BK

$I_n = 1000A$   
 $\cos \phi = 0$

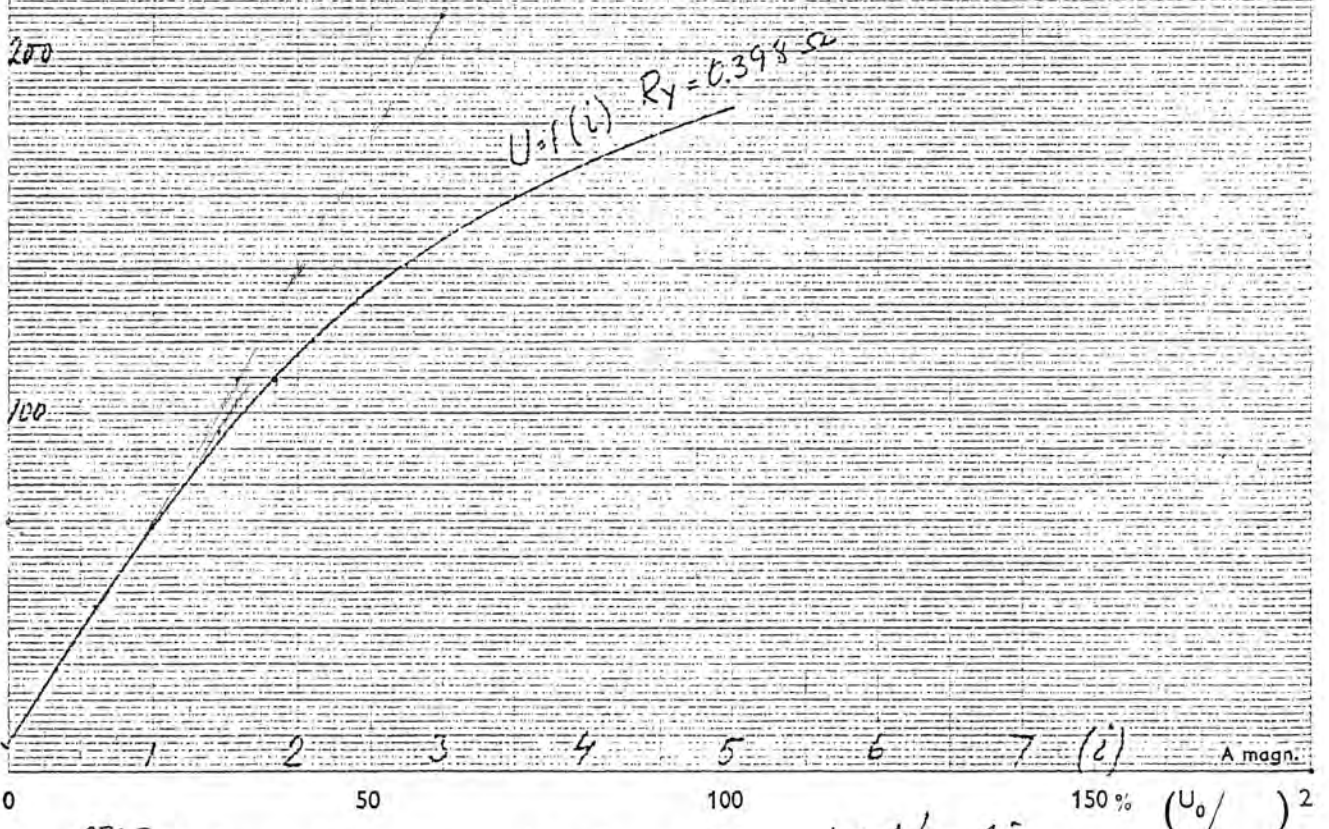
Temperaturstegring vid °C						* Första värdet under gång, andra efter stopp		KK	Trådtal
Tillf.	V	Maskindel	Enl. term.	Enl. resist.	Maskindel	Enl. term.	LO	6532, 1003-3	
Avg.	V	Shuntlindn.			Rotorluft		För	NSB onif. 32	
	A	Seriellindn.			Kommut.		Likströms	gen. 5607	
	r/m	Komm.-l.					Typ	LE 83 N. 5931857	
Magn.	A	Kompens.-l.			Lager	(främre bakre)	27 kW		
Rot.-riktn.		Rotorlindn.					115 V	235 A	
Resistans	kall °C	varm °C	Kommuteringsprov				Magn.	115 V	500 r/m
Shuntl.			V				Körd med	V ( % ökn. ) min.	
Seriell.			A +					A ( % ökn. ) min.	
Komm.-l.			r/m					r/m ( % ökn. ) min.	
Kompens.-l.			Gnistgräns			A	Spänn. prov	Shuntl.-järn V, min.	
Rotorl.								Shuntl.-seriel. V, min.	
								Rotorl.-järn V, min.	

Luftgap hp max. , min. , med. Borste EG 34D  
 kp max. , min. , med.

V G1807:s motare (MOTOR) kW

Belastnings magn. kurva

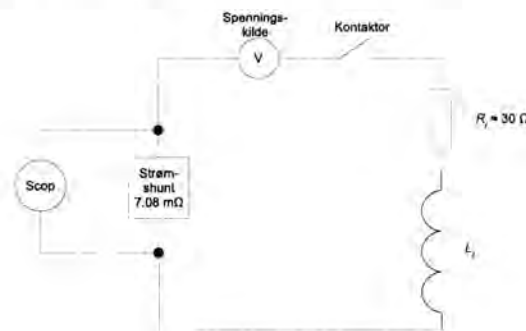
Belastad på konstant yttre motstånd



Provad Tpe OFGE 14.3.1968 Uträknad 15.3.1968 K. Nordin

## E Målinger utført på Oppdal omformer.

Målinger er utført på Oppdal omformerstasjon for å parametrisere spenningsregulatormodellen. Målingenes primære formål var å bestemme induktansen i feltkretsen til trefasemotorens feltmaskin. Videre ble det planlagt å måle induktansen i feltmaskinens ankerkrets, samt måle en frekvensrespons på hele magnetiseringssystemet inkludert regulator.



Figur 53: Oppsett for måling av induktans

Under måling av induktansen i feltkretsen var måleoppsettet som vist i figur 53. Feltkretsen ble åpnet, og en strømshunt ble koplet i serie med feltkretsen. En spenningskilde i serie med en kontaktor ble så koplet over kretsen. Et oscilloskop med lagringsmulighet ble koplet over strømshunten. Kontaktoren ble brukt til å lage et spenningsprang over kretsen. Oscilloskopet målte det påtrykte spranget og responsen til strømmen i kretsen via strømshunten. Fra dette kunne kretsens tidskonstant, resistans og induktans beregnes.

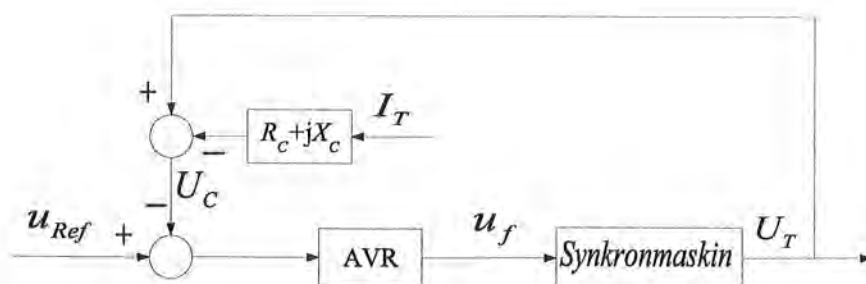
Tilsvarende framgangsmåte ble utført for å måle induktansen i ankerkretsen. Under disse målingene var feltkretsen kortsluttet.

Figur 54 viser prinsipielt magnetiseringsutrustningens reguleringsystem. Et vekselspenningssignal med varierende frekvens skulle overlages spenningsreferansen  $u_{ref}$ . Responsen til feltspenningen og synkromotorens terminalspenning skulle så logges.

### E.1 Utstyr

Alt utstyret som ble benyttet tilhører NTNU. Noen ledninger ble lånt fra BaneEnergi på omformerstasjonen. Utstyret er listet under.

1. Likeretter 0 - 300 V, 10 A. Fabrikat: Sørensen. Modell: DLM300-10EM9. Lab-nr: B02-0480



Figur 54: Reguleringsystem for magnetiseringsutrustning

2. Kontaktor
3. Strømslunt 50 mV - 7,5 A. Fabrikat: Weston. Lab-nr: I01-0064. Målt resistans: 7.08 m $\Omega$ .
4. Digitalt oscilloskop, 4 kanaler, isolert, 100MHz, 1 Gs/s. Fabrikat: Tektronix. Modell: TPS 2014. Lab-nr: G04-0313.
5. Spenningsprober.
6. Funksjonsgenerator 1 - 20 V, 20 MHz. Fabrikat: Tecstar. Modell: FGE 1202. Lab-nr: B03-0321.
7. Digitalt multimeter. Fabrikat: Fluke. Modell: 112. Lab-nr: S03-0366.

I tillegg ble det benyttet minnekort som lagringsmedium for de målte dataene.

Målingene ble utført på omformer nr. 2, i hall 1 på Oppdal, onsdag 7. juni 2006. Aggregatet er utstyrt med YGUF spenningsregulatorer. Under induktansmålingene sto aggregatet i ro, mens aggregatet ble driftet fra enfasenetet, med åpne motorklemmer, under målingen av frekvensrespons. Målingene ble utført av Øyvind Stensby sammen med veiledere Steinar Danielsen fra NTNU/Jernbaneverket og Trond Toftevaag fra Sintef Energiforskning.

## E.2 Gjennomføring

Feltkretsen ble åpnet ved tilkoplingen til materfeltbryter, klemme 1 og 2, klemmerekke X1 (Beskrevet i strømkretsskjema 111 for omformer nr. 2). Her ble måleutstyret tilkoplek som tidligere beskrevet.

Spenningen til likespenningsskilden ble stilt til ønsket nivå før spenningen ble lagt inn som et sprang ved hjelp av kontaktoren. Responsen ble logget av det digitale oscilloskopet. Samplingsraten var innstilt til 250 samplinger per sekund. Oscilloskopet nummererte målingene automatisk fra 0 og oppover.



Figur 55: Måleoppsettet

De påtrykte spenningene og tilhørende stasjonære strømmene var som vist i tabell 7. En måling mellom måling 4 og 5 med 50 V spenning ble ikke lagret.

Tilsvarende målinger ble gjort på feltmaskinens ankerkrets. Her var påtrykte spenningene mye mindre. For de to siste målingene ble også samplingsraten økt til 1000 samplinger per sekund, Måleutstyret ble nå koplet til klemme 3 og 4 i den samme klemmerekken som tidligere (X1), mens klemme 1 og 2 (feltkretsen) ble kortsluttet.

Spenninger og strømmer for ankerkretsen ble målt med multimeter, og er vist i tabell 8.

I ettertid ble det oppdaget at feltbryteren lå inne under disse målingene. Dette innebærer at den responsen som ble målt er den parallelle responsen av feltmaskinens ankervikling og synkronmaskinens feltvikling.

For måling av frekvensrespons for magnetiseringssystemet ble aggregatet satt i drift og driftet fra enfasenettet med åpne motorklemmer. Det eksterne vekselspenningssignalet ble koplet over klemme 20 (signal) og 8 (nullpunkt). Feltspenningen  $u_f$  ble målt mellom klemme 39 og 40, list B50, skap KA.2. Terminalspenningen  $U_T$  ble målt via måletransformator på spenningsregulatorens klemme 1 og 2. Måletransformatoren har nominell sekundærspenning

Måling nr.	Påtrykt spenning	Stasjonær strøm
0	100 V	3.53 A
1	100 V	3.5 A
2	150 V	> 5 A
3	150 V	5.25 A
4	200 V	6.99 A
5	50 V	1.76 A

Tabell 7: Stasjonære størrelser ved måling i feltkrets

Måling nr.	Påtrykt spenning	Stasjonær strøm
6	ca 1 V	5 A
7	ca 1 V	5.5 A
8	ca 0.76 V	2.2 A
9	ca 0.76 V	2.1 A

Tabell 8: Stasjonære størrelser ved måling i feltkrets

på 110 V.

Følgende størrelser ble målt med multimeter:

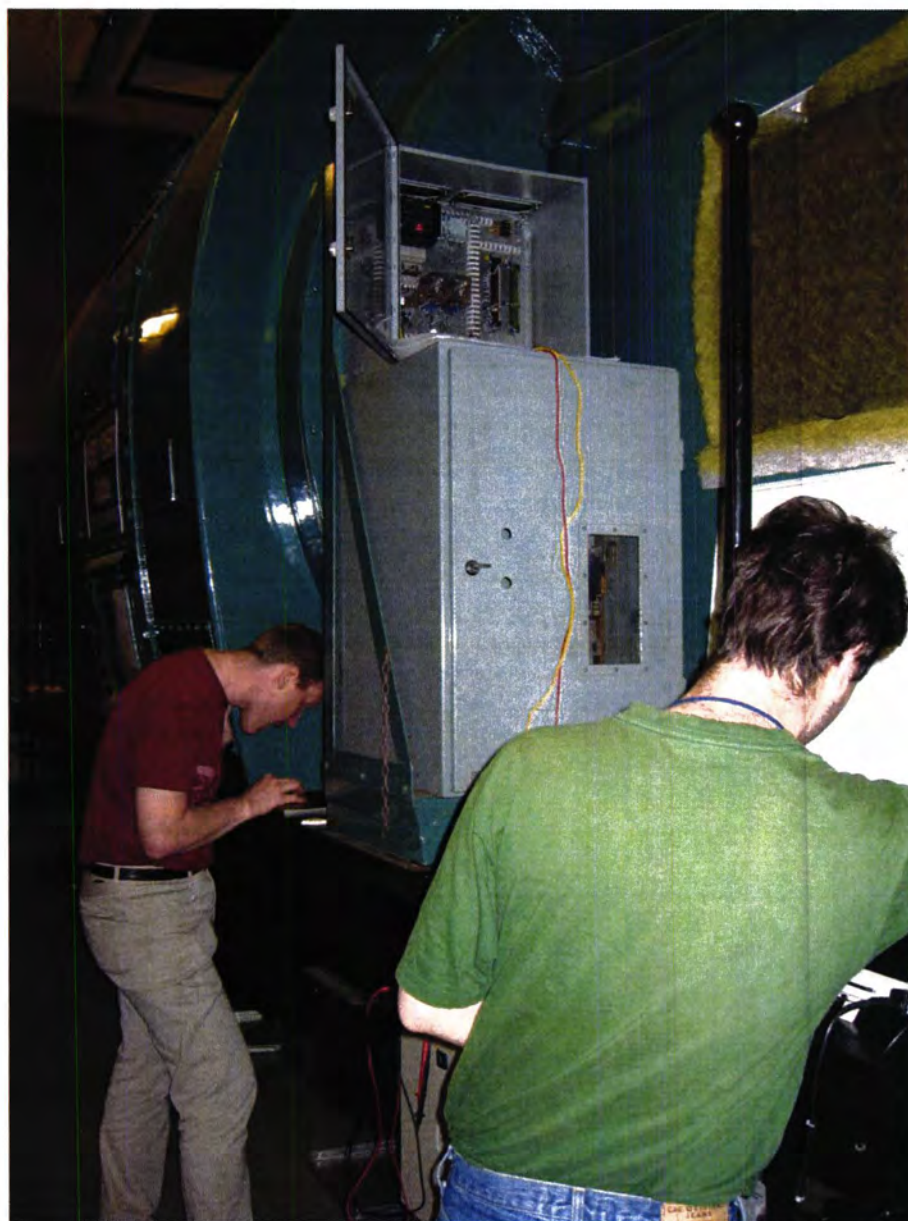
- Feltspenningen  $u_f = 42.5$  V DC
- Terminalspenningen  $u_T = 110.5$  V AC
- Referansespenningen  $u_{ref} = 15.4$  V DC

Signalgeneratoren ble innstilt på 1 V p-p og 0.2 Hz, og tilkopleet over klemme 20 og 8. Det ble ikke observert noen respons i terminalspenningen eller feltspenningen. Amplituden ble økt til 2 V p-p, og frekvensen økt til 1 Hz, men fremdeles ble ingen respons observert.

Signalgeneratoren ble frakopleet under en pause, og etterpå testet med oscilloskop og multimeter. Det ble fastslått at den genererte en stor offestspenning på ca 10 V. Under arbeid med å skru av denne ble det oppdaget røyklukt fra signalgeneratoren, og etter et forsøk på å restarte den, skrudde den seg ikke på.

I ettertid ble det målt en spenning over de aktuelle tilkoplingspunktene (20 og 8) på 23 V. Dette passer dårlig med forutsetningen om at dette skal være inngangen til en summasjonsforsterker.

På bakgrunn av dette ble målingen av frekvensrespons for magnetiseringsutrustningen ikke gjennomført.



Figur 56: Skapet måleutstyret ble tilkople. Omformerer er i bakgrunnen.

### E.3 Databehandling og diskusjon

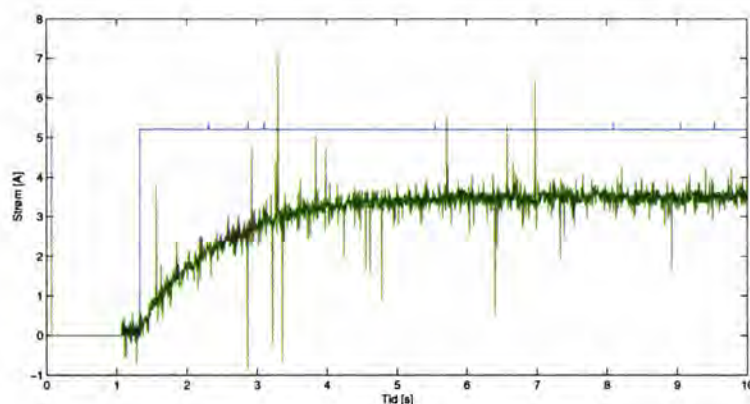
De innsamlete dataene ble lagret i .csv - filer (comma separated values) på minnekortet. Dette filformatet lagrer tallene i store tabller som kan leses i et tekstbehandlingsprogram. Matlab kan benyttes til å lese av tabellene, og behandle og presentere dataene på ønsket måte.

Strømshunten ble målt til en motstand på  $7.08 \text{ m}\Omega$ . Strømmen gjennom shunten er dermed gitt av Ohms lov, der  $i_s(t) = \frac{u_s(t)}{R_s}$ . Videre ga proben og oscilloskopet en omregningsfaktor på 10, slik at den virkelige verdien for  $u_s$  er 10 ganger mindre enn den som er lagret. På samme måte er den påtrykte spenningen (som avlest) 2 ganger den spenningen som er lagret.

Matlabscriptet *scop.m* er laget for å lese av rådataene automatisk fra filene og skalere verdiene riktig.

#### E.3.1 Feltvikling

En utskrift av rådataene til måling 0 fra *scop.m* er vist i figur 57.

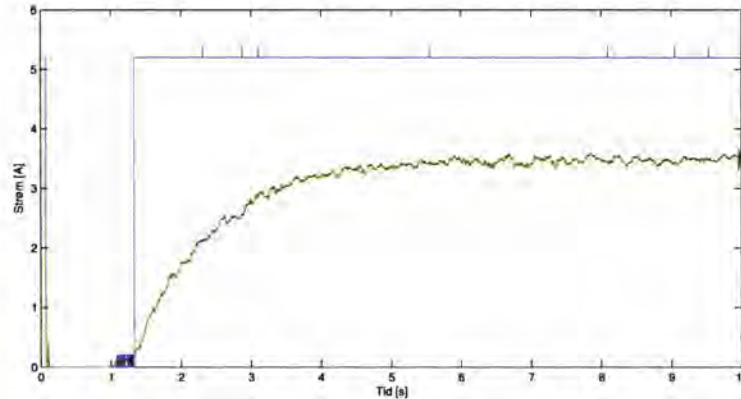


Figur 57: Måling av feltkretsens sprangrespons

En kan se fra denne kurven at det er en tydelig sprangrespons i kretsen, men at det er mye målestøy i strømmålingen.

En matlabfunksjon *filt.m* er derfor skrevet for å filtrere kurven. Først grovfiltreres dataene, og de største spikrene på kurven blir erstattet med gjennomsnittet av de 4 punktene på hver side av punktet. Deretter filtreres kurven med et gaussfilter som benytter 5 punkter på hver side av hver enkelt sampling til å glatte ut kurven. Resultatet av dette vises i figur 58. Denne funksjonen hentes opp av *scop.m*.





Figur 58: Filtrert måling av feltkretsens sprangrespons

Sprangresponsen i en resistiv og induktiv (RL-) krets kan skrives som vist i likning 69. Her er  $i(t)$  den målte strømmen i kretsen og  $I$  den stasjonære strømmen etter spranget.

$$i(t) = I \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (69)$$

Denne likningen kan skrives slik at kretsens tidskonstant  $\tau$  isoleres på venstre side av likhetstegnet:

$$\tau = \frac{-t}{\ln\left(\frac{I-i(t)}{I}\right)} \quad (70)$$

Ved å beregne stasjonær strøm som et gjennomsnitt over en målt tidsperiode, beregner matlabskriptet *stat.m* en tidskonstant  $\tau$  for alle samplinger av strømmen. Den sanne tidskonstanten beregnes så som et gjennomsnitt av alle disse tidskonstantene. Her må kun verdier i området der strømmen stiger benyttes, og på grunn av den logaritmiske funksjonen vil de første målingene være mest nøyaktige, og vektet derfor tyngre ved hjelp av en eksponensialfunksjon. Allikevel kan ikke de aller første punktene benyttes, på grunn av filterets treghet på ca 5 samplinger.

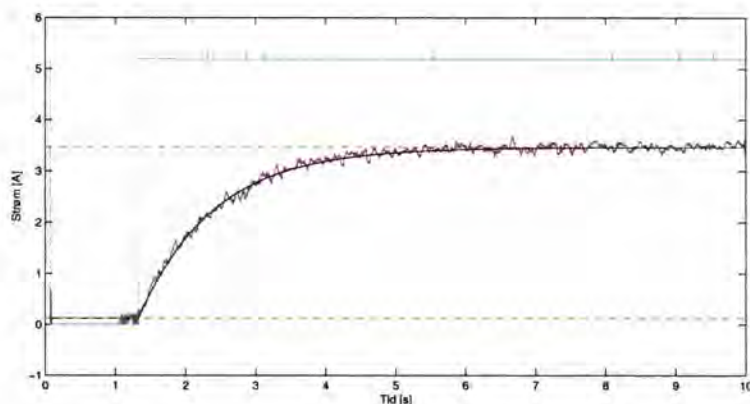
Ifølge målingene går det en gjennomsnittlig strøm  $I_0$  på ca 0.1 A i kretsen mens kontaktorbryteren er åpen. Dette er åpenbart feil, og avviket kan for eksempel skyldes spenninger i måleutstyret. Det antas at all strømmåling som er gjort har denne feilen, og alle strømmålingene korrigeres derfor slik at denne komponenten forsvinner. En slik strømkomponent har ingenting å si for beregning av kretsens tidskonstant, men resistansen og induktansen får

Nr.	$I_0$ snitt [s]	$I$ snitt [s]	$I_0$ [A]	$I$ [A]	$U$ [V]	$R$ [ $\Omega$ ]	$\tau$ [s]
0	1.1 - 1.2	6.0 - 9.0	0.13	3.47	104.0	31.1	1.07
1	0.0 - 1.0	5.5 - 7.5	0.11	3.46	101.6	30.3	1.02
2	0.0 - 1.0	5.0 - 8.0	0.10	5.09	152.8	30.6	0.92
3	0.6 - 1.2	5.0 - 9.0	0.11	5.09	152.8	30.7	0.93
4	0.0 - 1.1	4.0 - 5.0	0.13	6.90	208.0	30.7	0.81
5	0.0 - 1.8	6.0 - 8.0	0.09	1.75	52.4	31.6	1.05

Tabell 9: Behandling av sprangresponsmålinger i feltkretsen

en noe ulik verdi når denne komponenten fjernes. Betydningen er allikevel minimal.

For måling 0 er  $\tau$  beregnet til å bli  $\tau = 1.07$  s ved hjelp av scriptene. Figur 59 viser denne tilpassede kurven i samme diagram som de filtrerte målingene. I den samme figuren er også startstrøm, sluttstrøm og det påtrykte spranget (nedskalert) tegnet inn. Ut ifra disse størrelsene kan kretsens resistans og induktans beregnes.



Figur 59: Tilpasset kurve til feltkretsens sprangrespons

På tilsvarende måte er tidskonstanten  $\tau$  beregnet for alle de fem målingene som ble gjort i feltkretsen. Tabell 9 viser resultatet av alle målingene.

For databehandlingen er det for hver måling valgt ut et måleområde som er benyttet til å måle stasjonær strøm og strøm før spranget påtrykkes. I tillegg er det også valgt hvor mange samplinger som benyttes til å beregne tidskonstanten.

Som en kan se fra tabellen, er størrelsen på tidskonstantene avhengig av hvor stor spenning som blir påtrykket. Dette skjer på grunn av metningen i feltmaskinen, der stor metning gir mindre tidskonstant. Derfor benyttes kun

måling 0, 1 og 5 til å beregne kretsens tidskonstant. En en gjennomsnittlig tidskonstant for disse målingene er ca 1.05 s, og dette benyttes i det videre arbeidet.

Kretsens resistans beregnes også på bakgrunn av de samme målingene. Gjennomsnittlig resistans er 31  $\Omega$ . Dermed kan kretsens induktans beregnes til å være:

$$L = R \cdot \tau = 31 \Omega \cdot 1.05 \text{ s} = 32.5 \text{ H}$$

### E.3.2 Ankervikling

Den responsen som her er målt, er den parallelle responsen til feltmaskinens ankervikling og synkronmaskinens feltvikling. Et uttrykk for den strømmen som er logget kan skrives som i likning 71.

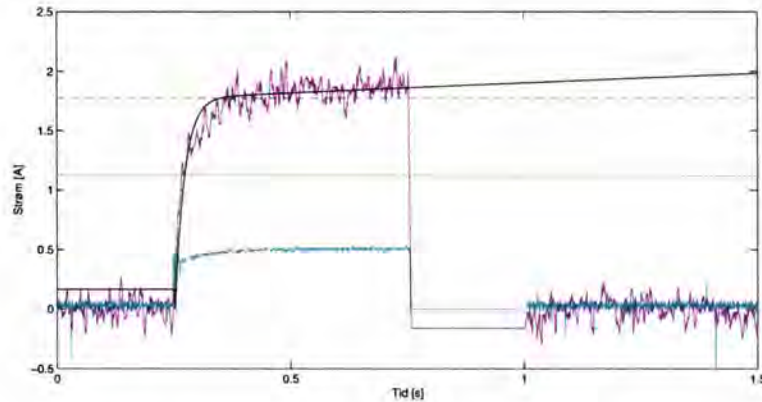
$$i(t) = I_a \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}) + I_f \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_f}}) \quad (71)$$

Tidskonstanten til synkronmaskinens feltkrets  $\tau_f$  tilsvarer synkronmaskinens tidskonstant  $T_{d0}''$ . Denne er oppgitt i [26] til å være 8 sekunder. Ved å isolere  $\tau_a$  på venstre side av liketstegnet finnes likning 72, og samme prosedyre kan følges som for feltviklingen.

$$\tau_a = \frac{-t}{\ln \left( \frac{I_a + I_f \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_f}}) - i(t)}{I_a} \right)} \quad (72)$$

Måling 6 og 7 ble utført med en samplehastighet på 250 samplinger sekund. Dette var for lite til å kunne beregne en tidskonstant, ettersom kun 5 - 10 samplinger ble gjort mens kurven steg. Måling 8 og 9 kan en derimot få et resultat fra, ettersom disse ble gjennomført med 1000 samplinger per sekund. For disse målingene ble allikevel kurven av tidskonstanten  $\tau_a$  som funksjon av tid ikke konstant, og verdien er svært avhengig av hvilket tidsintervall gjennomsnittet beregnes over. Derfor er  $\tau_a$  også tilpasset manuelt etterpå. Her er også beregningen av stasjonær strøm redusert for å korrigere for strømmen som går i feltviklingen.

For måling 8 ser er tidskonstanten beregnet til 0.021 sekunder, Figur 60 viser den tilpassede kurven sammen med den filtrerte kurven, og et avvik kan observeres. I den tilsvarende kurven for måling 9 er avviket mindre, og større vekt legges derfor på denne målingen. Tidskonstanten til måling 9



Figur 60: Tilpasset kurve til ankerkretsens sprangrespons

Nr.	$I_0$ snitt [s]	$I$ snitt [s]	$I_0$ [A]	$I$ [A]	$U$ [V]	$\tau$ [s]
8	0.01 - 0.2	0.5 - 0.75	0.16	1.61	0.50	0.021
9	0.0 - 1.0	5.5 - 7.5	0.11	1.63	0.47	0.015

Tabell 10: Behandling av sprangresponsmålinger i ankerkretsen

er beregnet til 0.015 sekunder. Et litt vektet gjennomsnitt av disse gir en tidskonstant på 0.017 sekunder.

I figur 60 vises også spenningen over kretsen, som også har en viss tregghet i sin respons når kontakten lukkes. Dette vil også påvirke resultatet av målingen.

Resultatene fra måling 8 og 9 er vist i tabell 10.

Resistansen i ankerkretsen og måleutstyret anslås, på bakgrunn av blant andre figur 60 til å være  $0.3 \Omega$ . I vedlegg 5 i [7] er ankerresistansen angitt til å være  $0.0218 \Omega$ . Ifølge [16] er det vanlig å oppgi resistansen i en slik kommutatorvikling fra målinger direkte på kommutatorlamellene, og dermed utelate resistansen i kullbørstene. Det kan dermed antas at resistansen i kullbørstene utgjør mye av forskjellen mellom målte og oppgitte data. Videre vil resistansen i kullbørstene kunne reduseres når maskinen roterer og det går mye strøm gjennom kullbørsten. En slik måling som gjort her, med svært liten strøm og ikke roterende maskin gir derfor en resistansmåling som ikke er korrekt under vanlige driftsforhold.

Den målte resistansen kan imidlertid benyttes til å anslå induktansen i kretsen ut ifra den målte tidskonstanten. Denne beregnes til å være ca  $5.1 \text{ mH}$ . Det må her også tas høyde for at det kan være litt induktans i måleutstyret, slik at ankerkretsens induktans sannsynligvis er enda lavere.

### E.3.3 Frekvensrespons

Ettersom målingen av frekvensresponsen gikk galt, ble det ikke lagret noen måledata fra denne målingen. Analysen her går ut på å prøve å forklare hva som gikk galt, for å unngå liknende hendelser ved senere anledninger.

I henhold til kretstegningene er klemme nr. 20 en inngang til en summasjonsforsterker, og skal derfor ikke ha større spenning enn ca 2 mV når ingenting er tilkople. Denne spenningen ble målt ved multimeter til å være ca 23 V. Det kan være flere forklaringer på dette:

- Signalgeneratoren ble tilkople feil klemmer. Dette holdes for å være lite sannsynlig, men det bør sjekkes ut at nullpunktet virkelig er klemme nr. 8.
- Summasjonsforsterkeren i spenningsregulatoren er av en annen type enn den vanlige, og gir derfor fra seg en slik spenning. Dette holdes også for å være usannsynlig.
- Et annet instrument er tilkople akkurat denne inngangen, og sender allerede et signal inn til summasjonsforsterkeren. Dette er den foreløpig mest sannsynlige forklaringen. I vedlegg 3 i [8] er et instrument QALA 211 inntegnet for hånd over disse klemmene. Det bør sjekkes om dette instrumentet faktisk er tilkople her. I så fall var det spenningen fra denne som ødela signalgeneratoren.

Lærdommen fra dette bør være alltid å sjekke med multimeter hvilken spenning som er på de klemmene man tenker å kople seg til, selv om det bør være åpenbart fra tegningene. Videre bør det også sjekkes at klemmer en tror er åpne faktisk er det, slik at en ikke kopler seg til innganger som allerede er benyttet.

## E.4 Annen informasjon fra turen til Oppdal

Regulatorens parametre er beregnet ut ifra målingene som ble gjort i tomgang i vedlegg E. Her ble spenningen på maskinklemmene via måletransformator målt til å være 110.5 V sekundært, mot 110 V nominelt. Dette tilsvarer 1.004545 pu. Forutsatt at  $u_{Ref}$  er 1 pu (den avviker sannsynligvis noe fra dette på grunn av en ekstern tilkople MVar-regulator), gir dette et reguleringsavvik på -0.004545 pu. Samtidig kan regulatorspenningen  $u_r$  beregnes til å være -23.96 V, eller -0.563765 pu, med de målte maskinparametre. Dermed kan regulatorens stasjonære forsterkning  $K_A$  beregnes til å være 124.0. Dette gir et større stasjonært avvik på klemmespenningen enn ved den innstillingen som er beregnet i avsnitt 4.2.1, og magnetiseringsutrustningens ytelse blir noe endret i forhold til dette.

## F Feltmaskin for børsteløs magnetisering

Data for feltmaskinen for børsteløs magnetisering har blitt oppgitt av Stefan Borsos i VG Power, Västerås, Sverige, [6] som prosjekterer børsteløs magnetisering for Banverkets omformere. Disse dataene er gjengitt her.

### Resistans

Fältlindning  $R_f$  4,09 Ohm (15 C)

Armaturlindning  $R_s$  0,0033 Ohm (15 C)

Basimpedans ( $Z$ ) 0,186 Ohm

Synkron reaktans, direktled ( $X_d$ ) 1,291 p.u.

Synkron reaktans, tvärled ( $X_q$ ) 0,861 p.u.

Transient reaktans, direktled ( $X'_d$ ) 0,293 p.u.

Subtransient reaktans, direktled ( $X''_d$ ) 0,278 p.u.

Subtransient reaktans, tvärled ( $X''_q$ ) 0,695 p.u.

Tidskonstant armaturlindning ( $T_a$ ) 0,106 s

Transient tomgångstidskonstant ( $T'_{do}$ ) 1,629 s

Transient kortslutningstidskonstant ( $T'_d$ ) 0,369 s

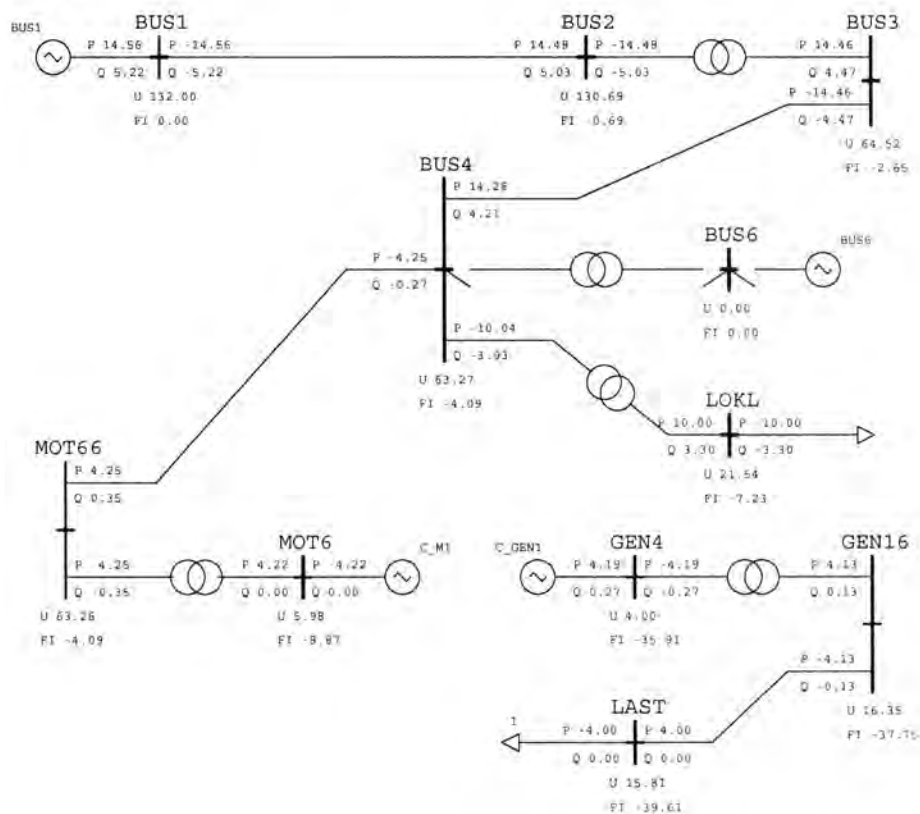
Dessa värden är beräknade vid nominell belastning 54 kVA x 0,926.

Innan likriktning 100 V och 310 A.

120 V och 380 A likriktat.

## G Simuleringsresultater

Omformerens respons på varierende belastninger på enfasesiden er simulert for ulike tilfeller. Ulike nettkonfigurasjoner undersøkes på enfase- og trefasesiden, og virkningen av ulike magnetiseringssystemer undersøkes. Referansetilfellet er en omformer som leverer effekt til et seksjonert enfasenett med en belastning. Enfasesidens belastning er på 4 MW ved node LAST, 10 km unna omformerstasjonen. Motor og generator på omformereren magnetiseres med en egenmagnetisert likestrøms feltmaskin, parametrisert som i avsnitt 4.2.1. På trefasesiden er omformereren knyttet til en 66 kV samleskinne via en transformator. Figur 61 viser denne nettoppkoplingen med tilhørende stasjonære lastflyt.



Figur 61: Lastflyt ved 4 MW belastning

En rekke endringer gjøres fra dette referansetilfellet, og de samme resultatene hentes ut for alle tilfeller. Disse er beskrevet under. I tillegg hentes det ut ytterligere noen beskrivende grafer for referansetilfellet.

- Frekvensresponsanalyse. Programvaren lineariserer modellen rundt ar-

beidspunktet beregnet i lasflytanalysen, og undersøker systemets respons på variasjoner i aktiv effektbelastning  $P_L$  ved samleskinnen LAST på enfasesiden. Et sinusformet signal på 1 pu overlages det stasjonære signalet, og responsen er hentet ut for aktiv effekt  $P_3$  på omformerens trefaseside, og spenning på samleskinnene GEN16 og MOT66 (høy-spenningssidene av transformatorene). Disse kurvene hentes ut i pu.

- Sinusformet enfasebelastning med amplitude 0.2 Hz ved resonansfrekvensen. Dette er en tidssimulering som utføres i det ikkelineariserte systemet, slik at metning og ulike begrensninger i magnetiseringsutrustningen kommer med her. Kurve for enfaseeffekt leses av, og det kontrolleres at frekvensresponsen til omformerens trefaseside ikke er vesentlig forskjellig fra den lineariserte responsen. Videre leses det av kurver for spenningen ved følgende noder: MOT6, MOT66, LOKLAST, GEN4, GEN16, LAST. Ved alle disse nodene leses av toppverdi og bunnverdi for spenningskurven, samt prosentvist avvik i forhold til den stasjonære verdien. Dette presenteres i tabeller.
- Sprangresponsanalyse. Belastningen ved LAST påtrykkes et negativt sprang fra 4 til 0 MW. Dette kan for eksempel skje hvis et vern løser ut linjen i enfasenettet. Kurven for effektrespons på trefasesiden hentes ut, sammen med spenningskurve på ved nodene GEN16 og MOT66.
- Avstanden på enfaselinjen fra omformerstasjonen til toget økes fra 10 til 40 km.
- Tilbakemating. Toget bremses elektrisk, og leverer dermed 4 MW til enfasenettet.
- Et 10 MVA kraftverk koples til samleskinne BUS4 i trefasenettet, via en transformator.
- Omformerer magnetiseres med børsteløs magnetisering.
- Omformerer magnetiseres med statisk magnetisering.
- Omformerer magnetiseres med statisk magnetisering med dempetil-sats.
- To like omformere driftes parallelt.
- Det installeres dempeviklinger på omformerer.
- Enfasenettet er sammenkoplet. Tilfelle 1.
- Enfasenettet er sammenkoplet. Tilfelle 2.



### G.1 Magnetisering med egenmagnetisert likestrøms feltmaskin

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

**Graf 4:** Tidssimulering med sinusformet belastning.  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

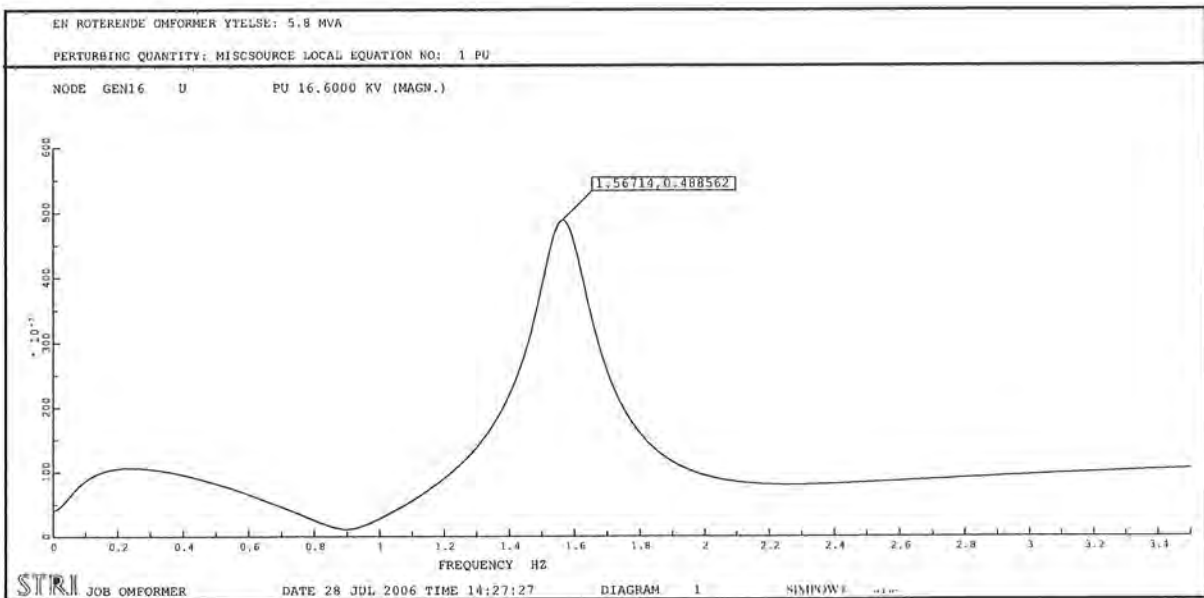
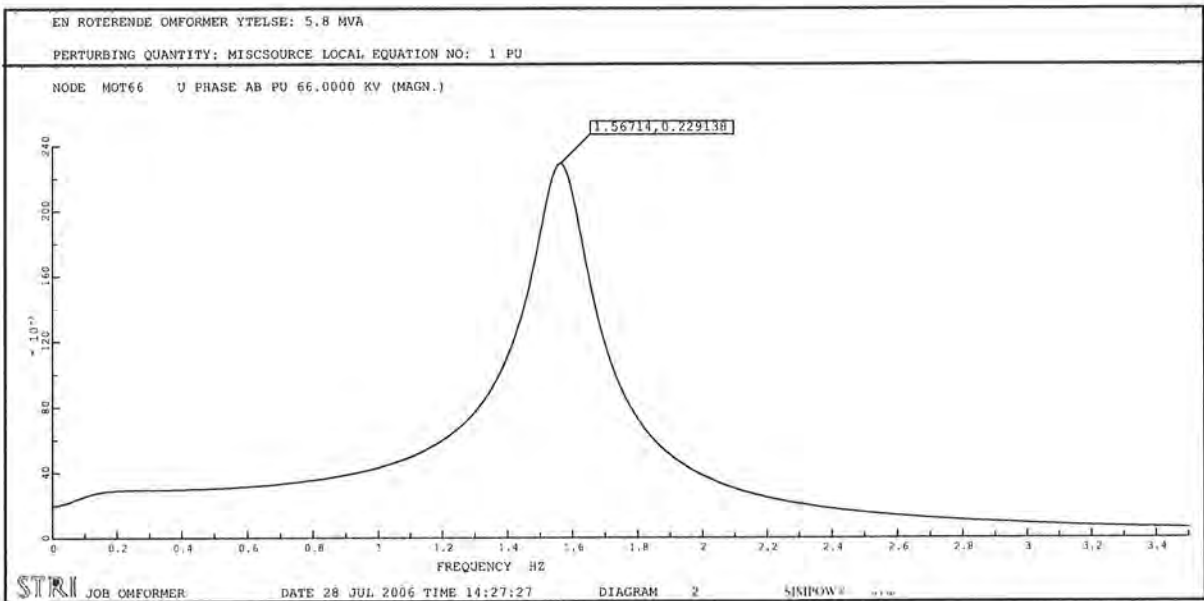
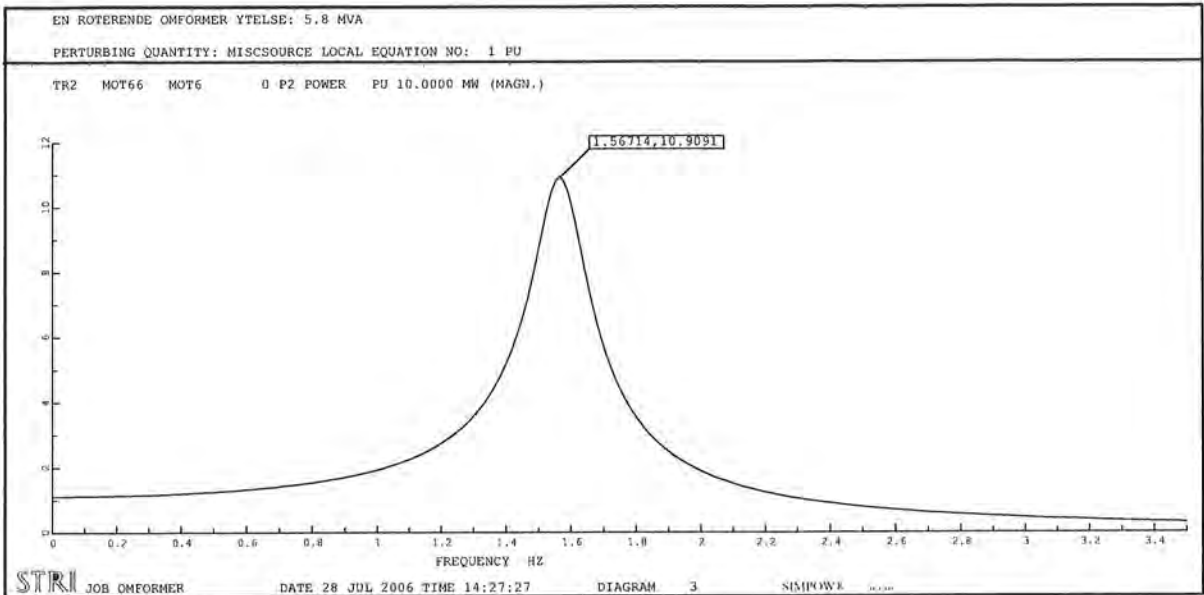
**Graf 5:** Tidssimulering med sinusformet belastning.  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

**Graf 6:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 7:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

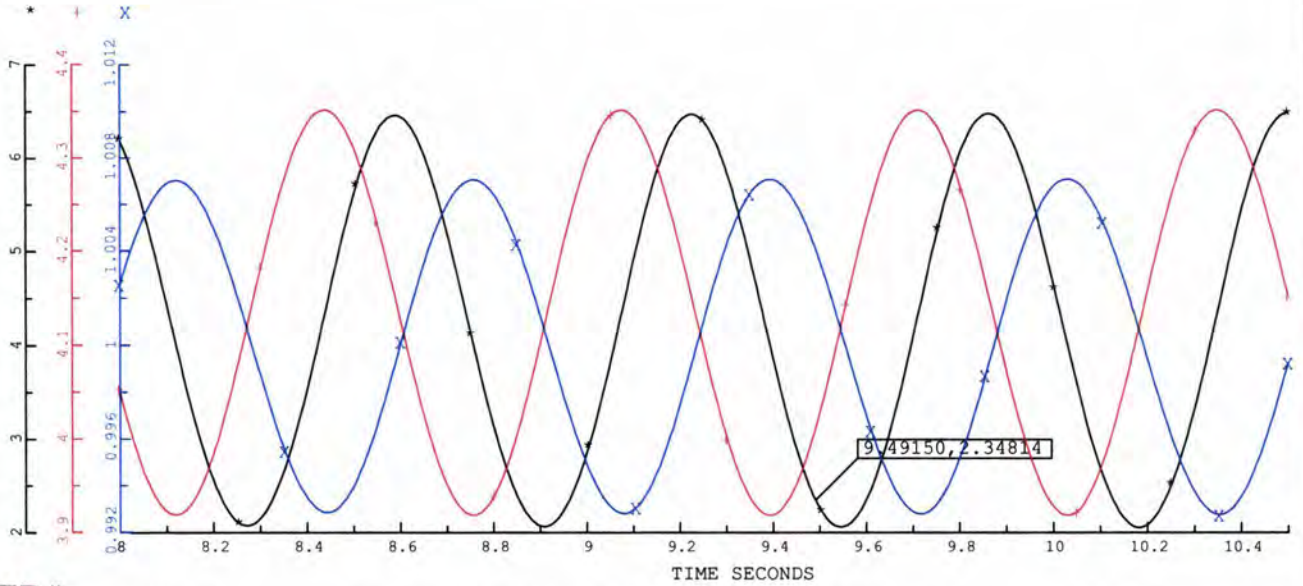
*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.57 Hz.*

Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.98	5.92	6.02	1.67
MOT66	63.26	62.91	63.53	0.98
LOKL	21.54	21.42	21.62	0.93
GEN4	4.00	3.97	4.04	1.75
GEN16	16.35	16.19	16.51	1.96
LAST	15.81	15.61	16.00	2.47



EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
 +=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
 X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



JOB OMFORMER

DATE 28 JUL 2006 TIME 23:07:34

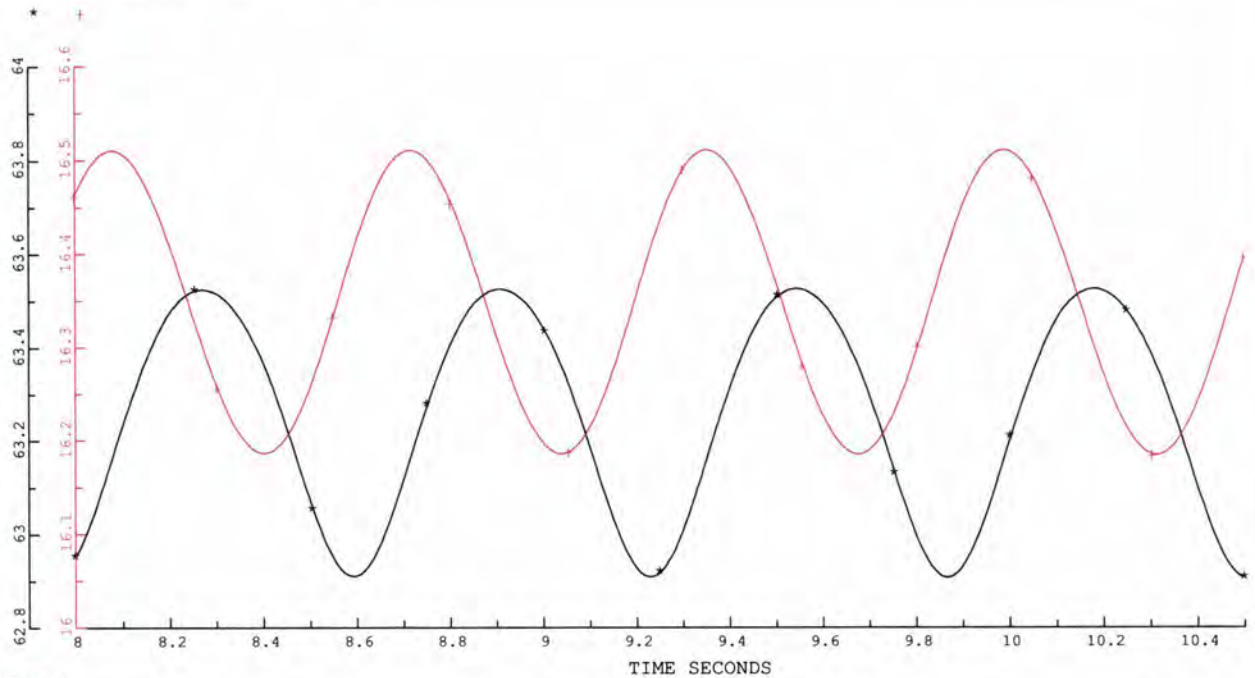
DIAGRAM 6

SIMPOW R

19.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
 +=NODE GEN16 U KV



JOB OMFORMER

DATE 28 JUL 2006 TIME 23:07:34

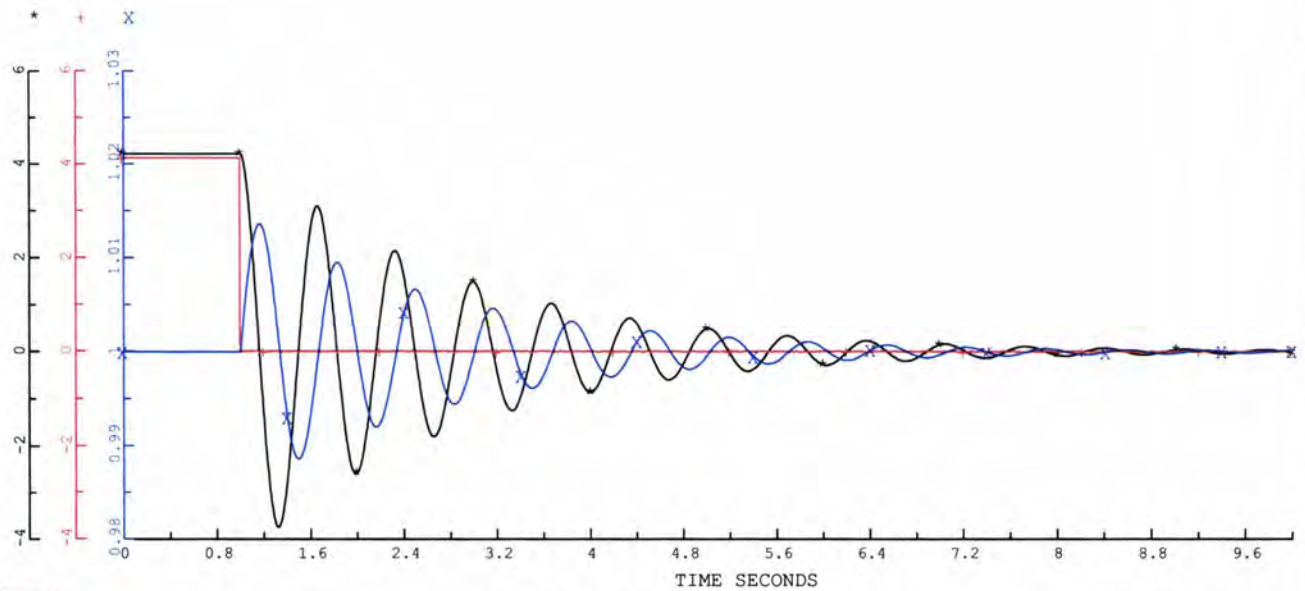
DIAGRAM 2

SIMPOW R

19.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



STRI

JOB OMFORMER

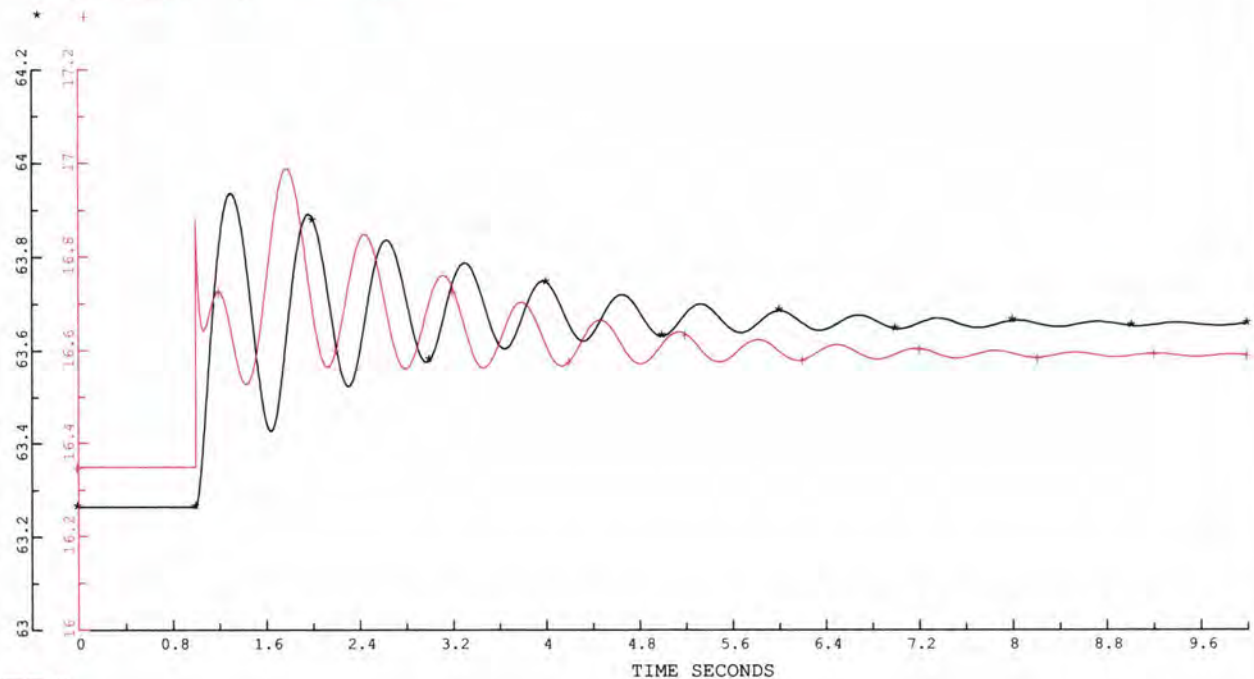
DATE 28 JUL 2006 TIME 23:18:38

DIAGRAM 2

SIMPOW R 19.2.107

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



STRI

JOB OMFORMER

DATE 28 JUL 2006 TIME 23:18:38

DIAGRAM 1

SIMPOW R 19.2.107

## G.2 Avstand til tog økt til 40 km

**Figur:** Lastflyt

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

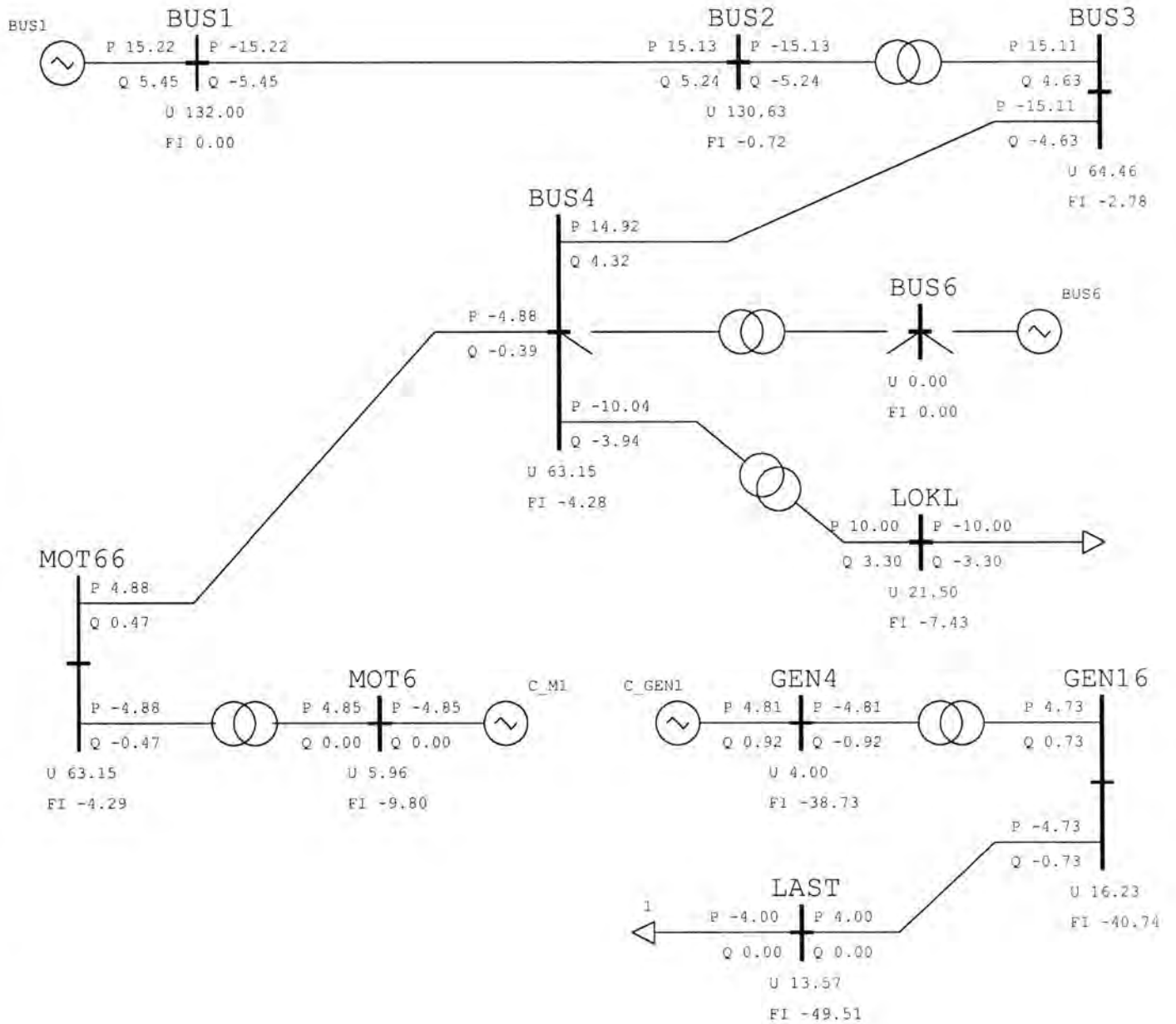
**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

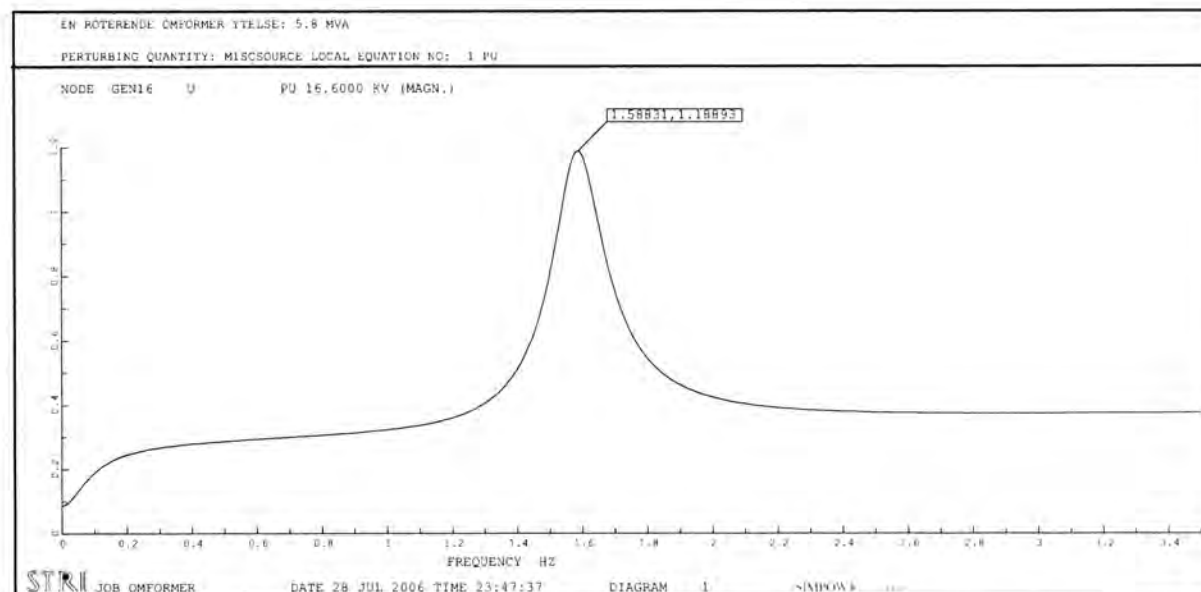
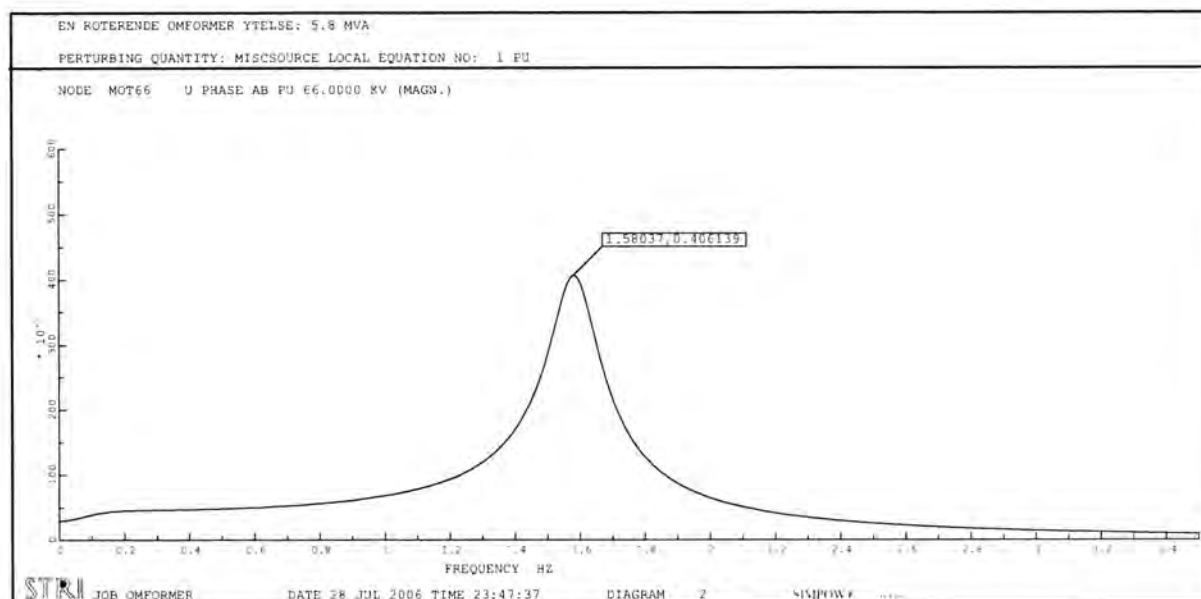
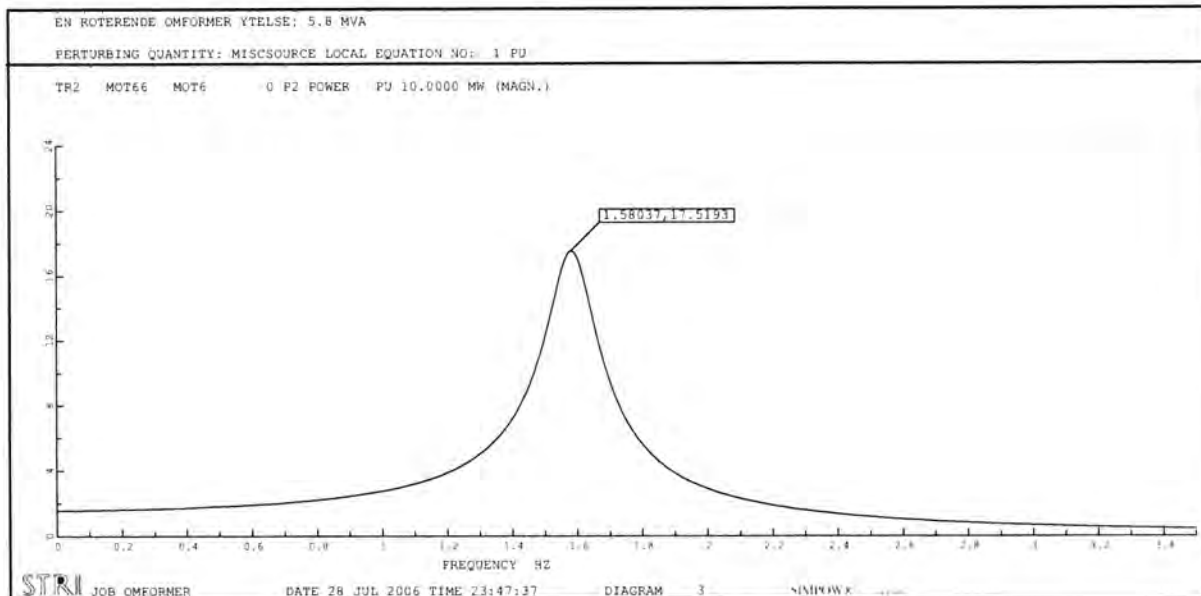
**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.58 Hz:*

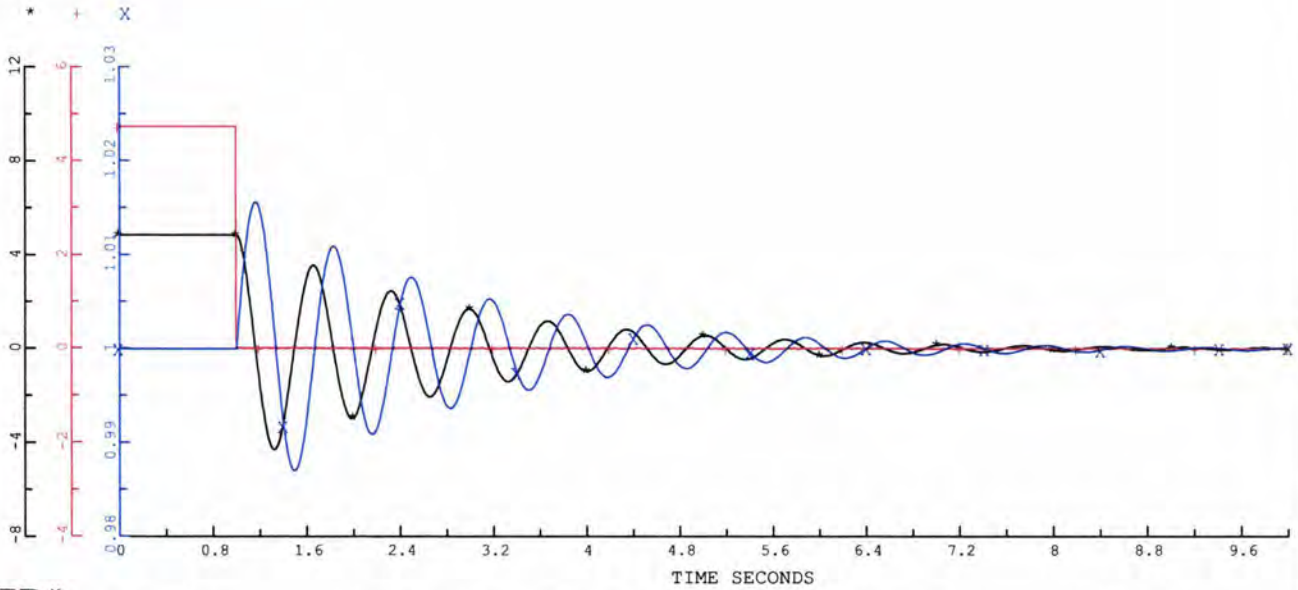
Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.96	5.81	6.03	3.69
MOT66	63.15	62.45	63.59	1.81
LOKL	21.50	21.26	21.65	1.81
GEN4	4.00	3.92	4.09	4.25
GEN16	16.23	15.83	16.64	4.99
LAST	13.57	12.85	14.23	10.17





EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



STR

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 00:21:02

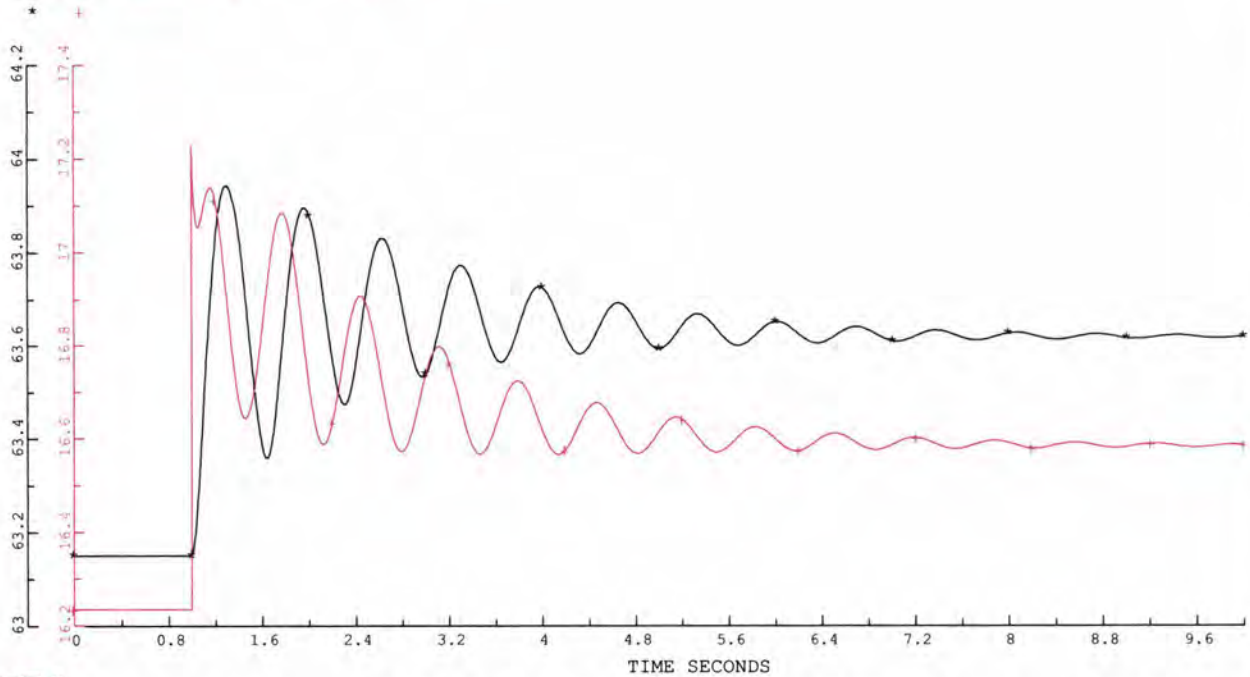
DIAGRAM 2

SIMPOW R

13.7.07

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



STR

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 00:21:02

DIAGRAM 1

SIMPOW R

13.7.07



### G.3 Tilbakemating

**Figur:** Lastflyt

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

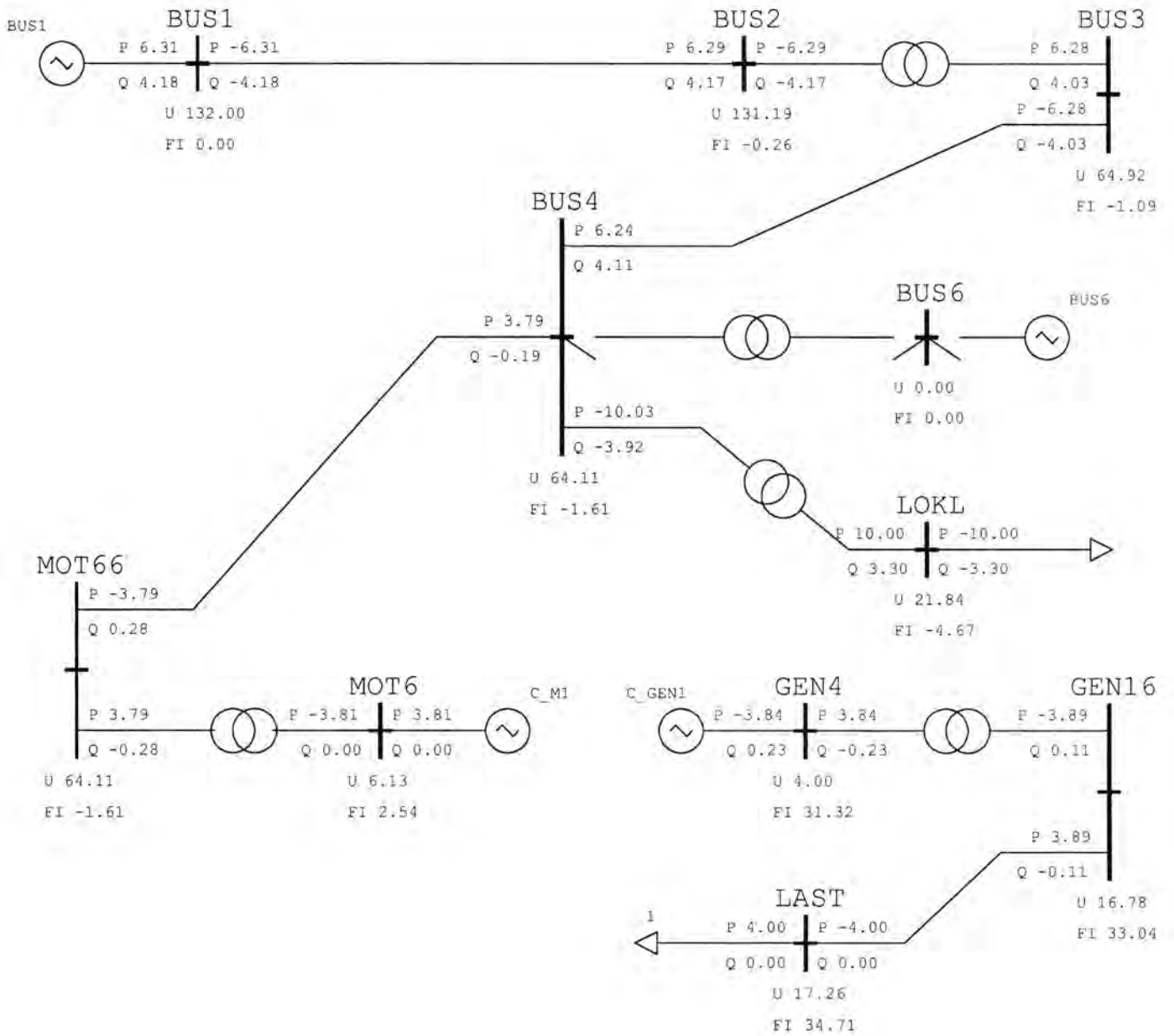
**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

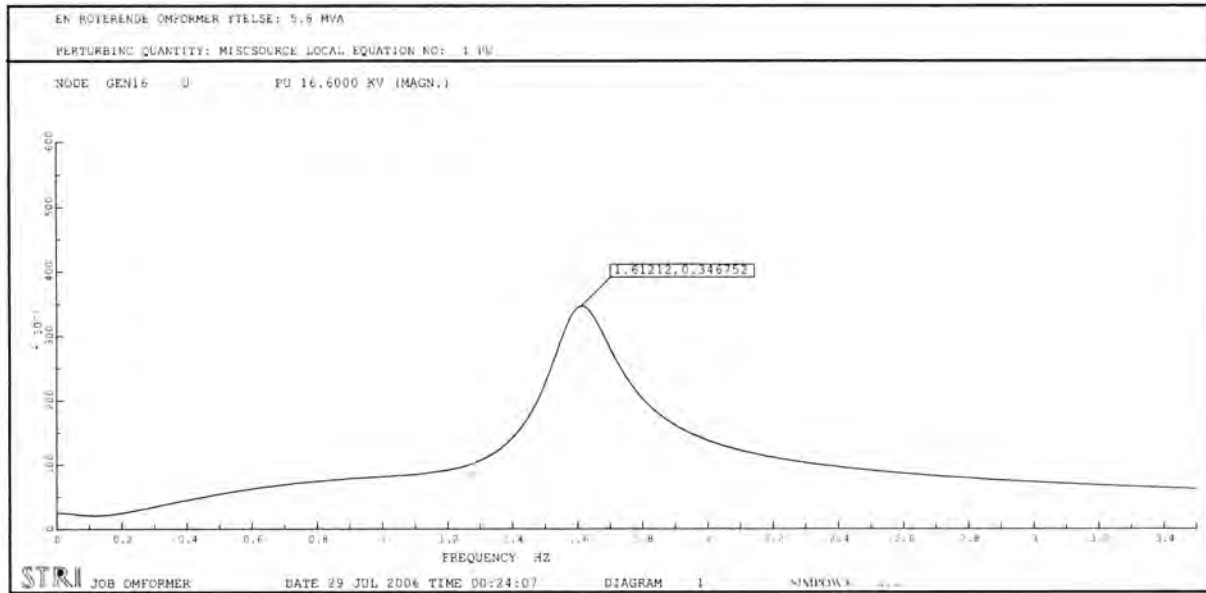
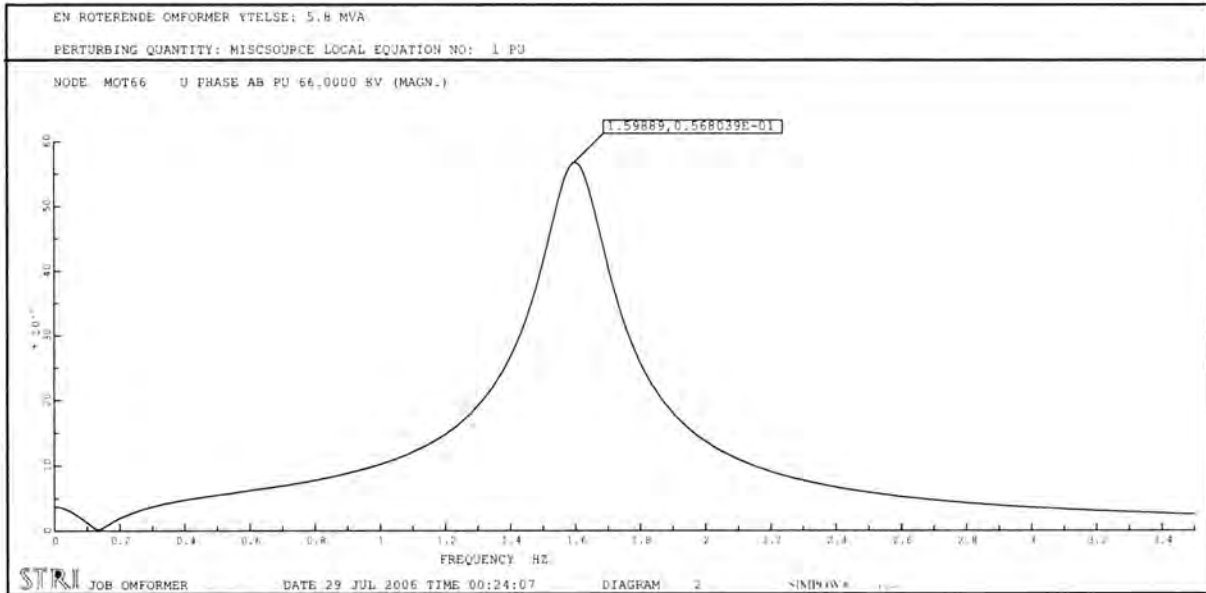
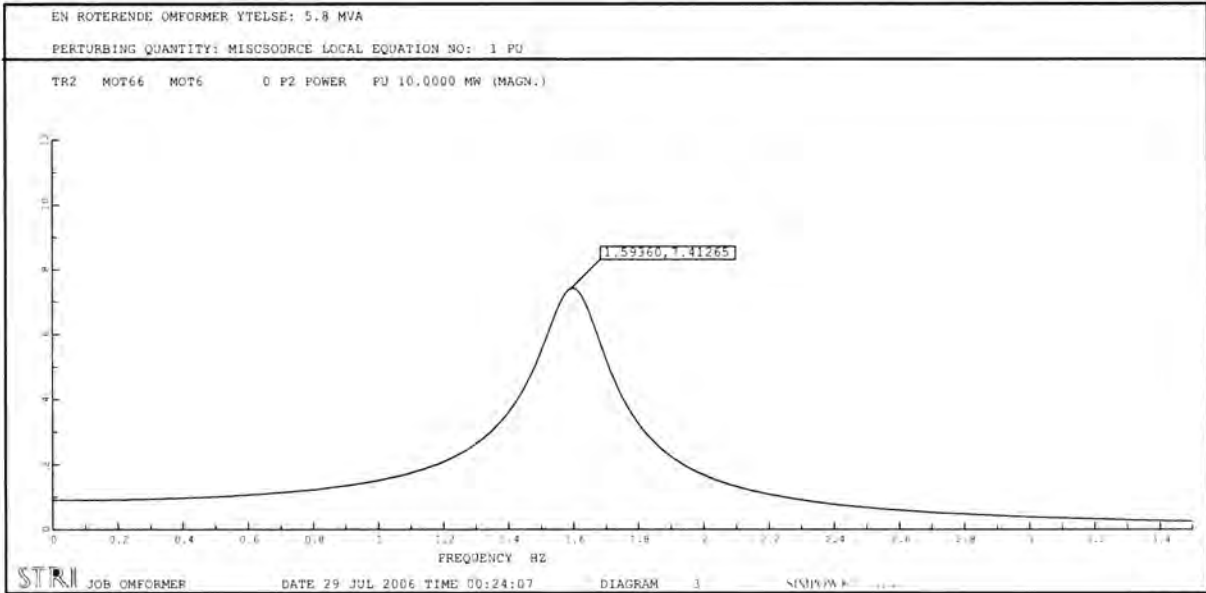
**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.60 Hz:*

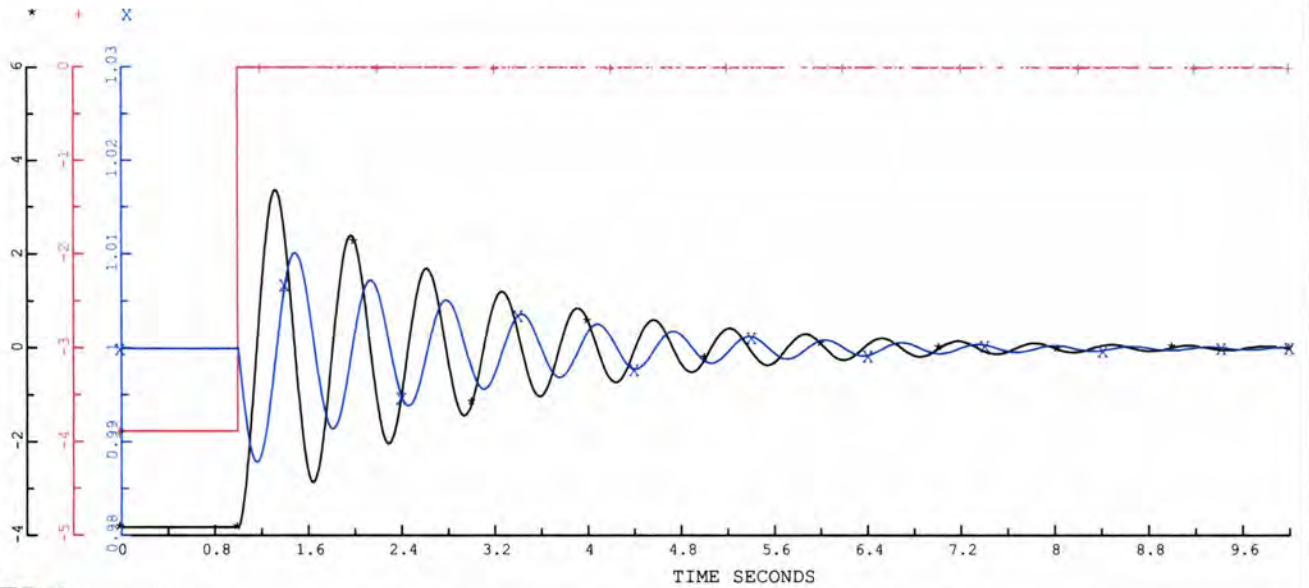
Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	6.13	6.11	6.16	0.82
MOT66	64.11	64.03	64.18	0.24
LOKL	21.84	21.81	21.86	0.23
GEN4	4.00	3.97	4.02	1.25
GEN16	16.78	16.67	16.90	1.37
LAST	17.26	17.13	17.40	1.57





EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 00:26:54

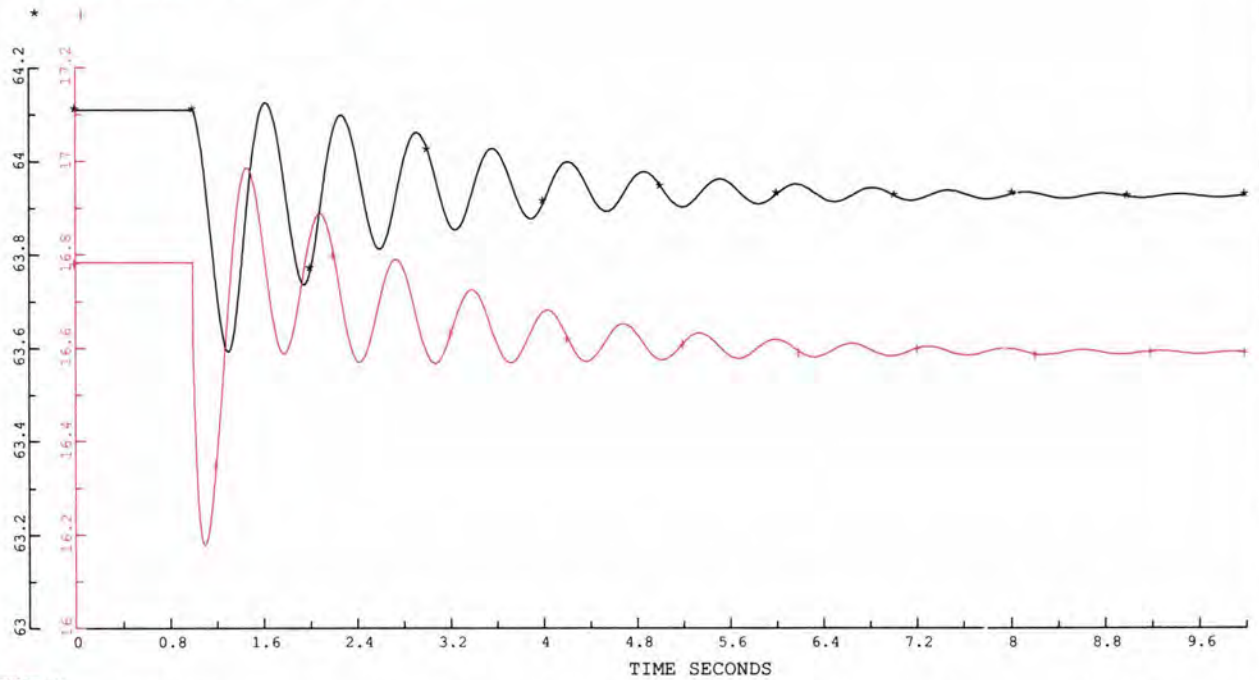
DIAGRAM 2

SIMPOW R

10.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 00:26:54

DIAGRAM 1

SIMPOW R

10.2.101

#### G.4 Kraftverk på trefasesiden

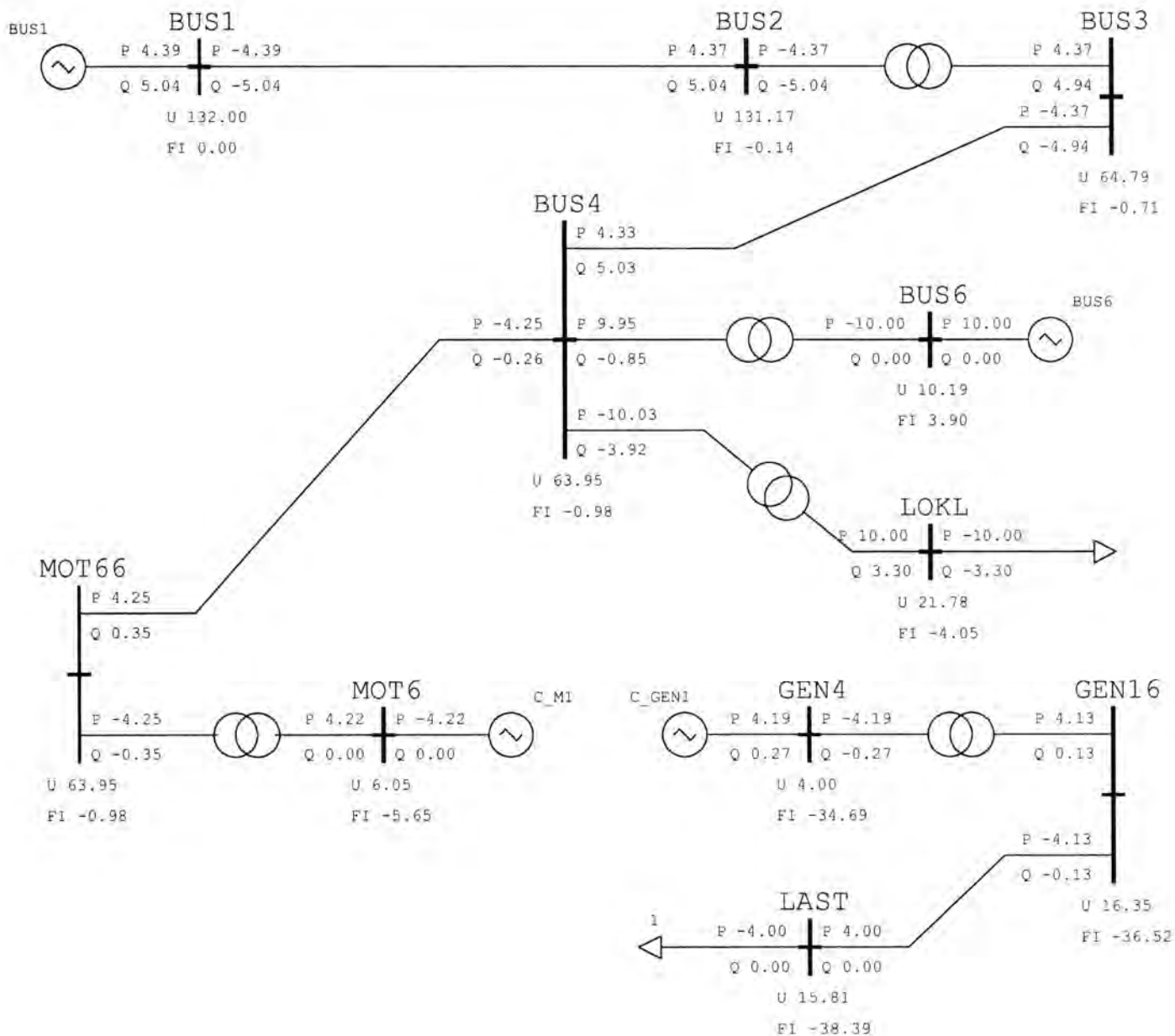
**Figur:** Lastflyt

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $P_{kraftverk}$ .

*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.57 Hz:*

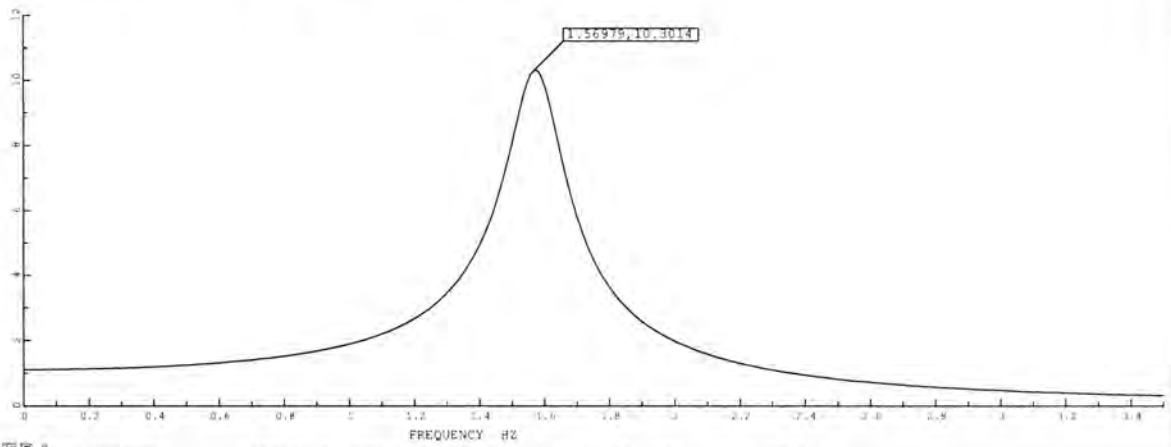
Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	6.05	6.00	6.08	1.32
MOT66	63.95	63.72	64.11	0.61
LOKL	21.78	21.71	21.84	0.60
BUS6	10.19	10.17	10.21	0.39
GEN4	4.00	3.97	4.03	1.50
GEN16	16.35	16.20	16.50	1.83
LAST	15.81	15.63	15.99	2.28



EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5,8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER PU 10.0000 MW (MAGN.)



STRI

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 07:22:00

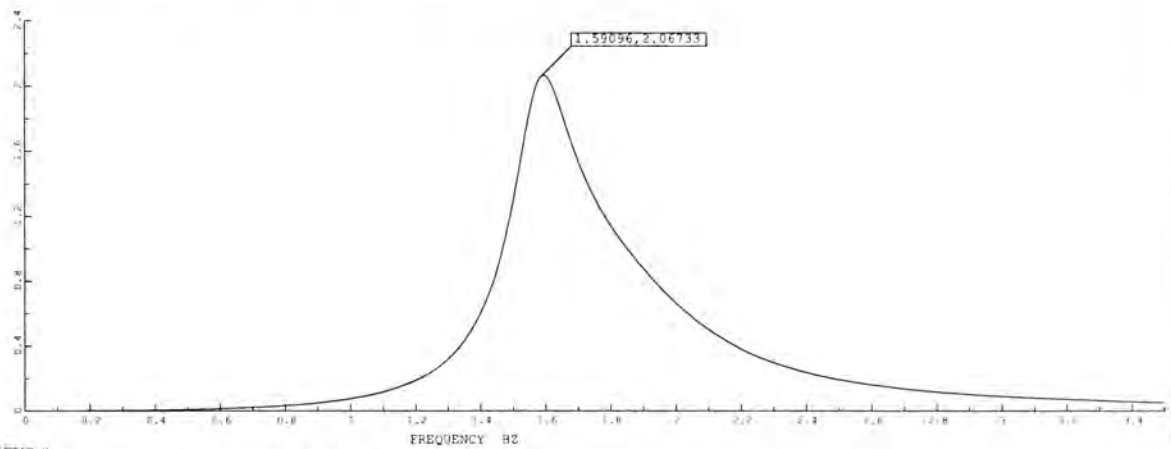
DIAGRAM 4

NMPPW#

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5,8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

TR2 BUS4 BUS6 0 P2 POWER PU 10.0000 MW (MAGN.)



STRI

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 07:22:00

DIAGRAM 3

NMPPW#

### G.5 Børsteløs magnetisering

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

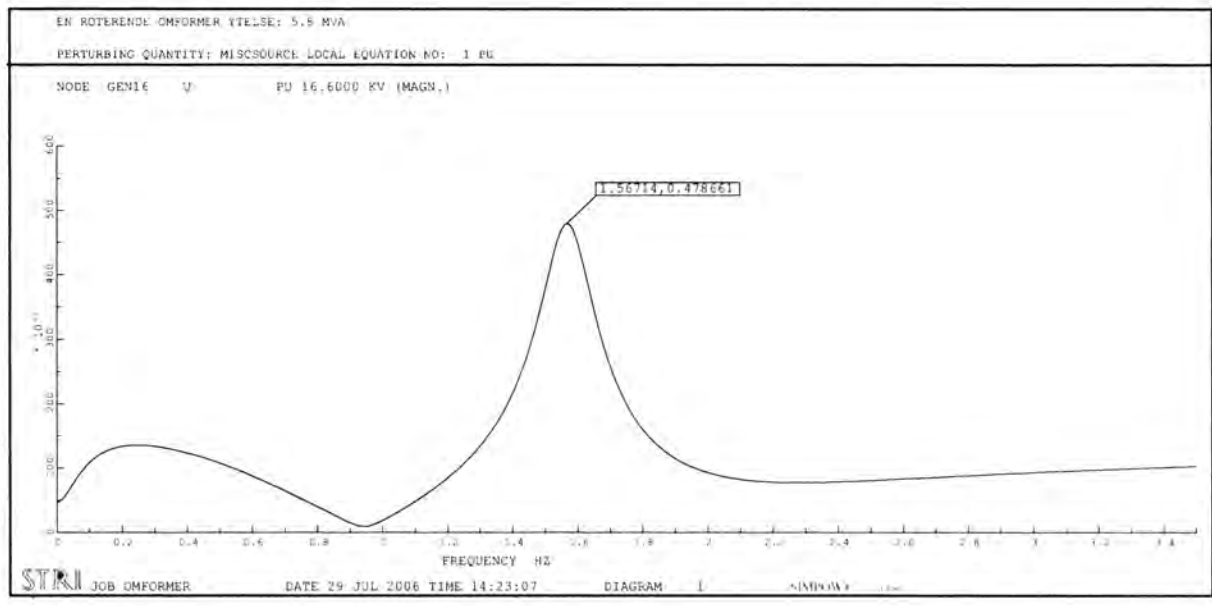
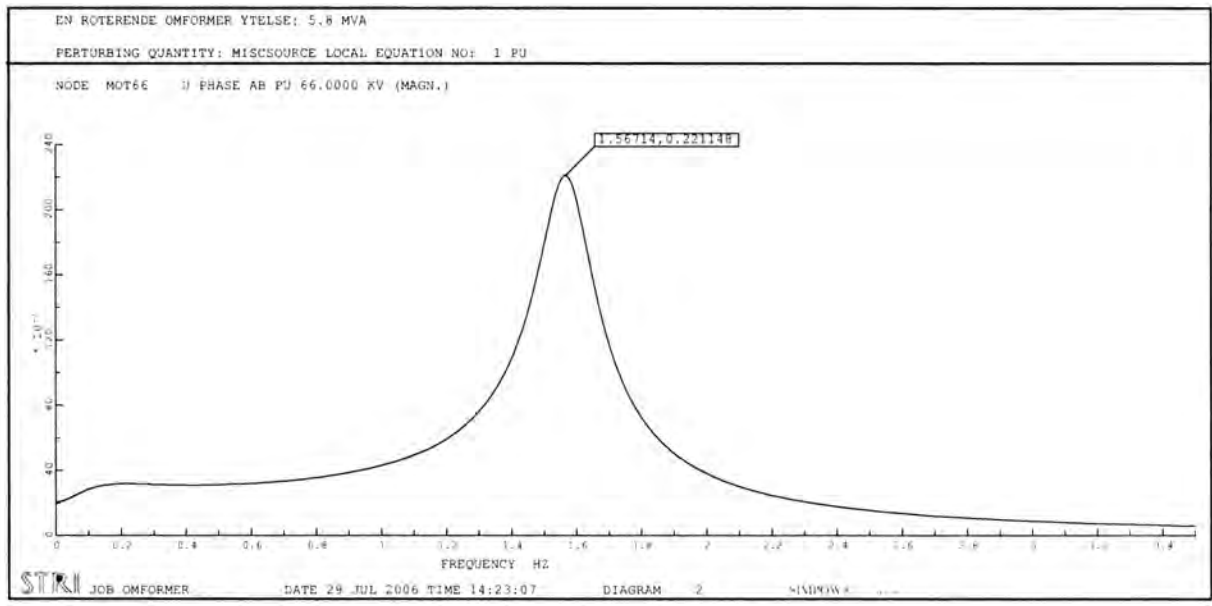
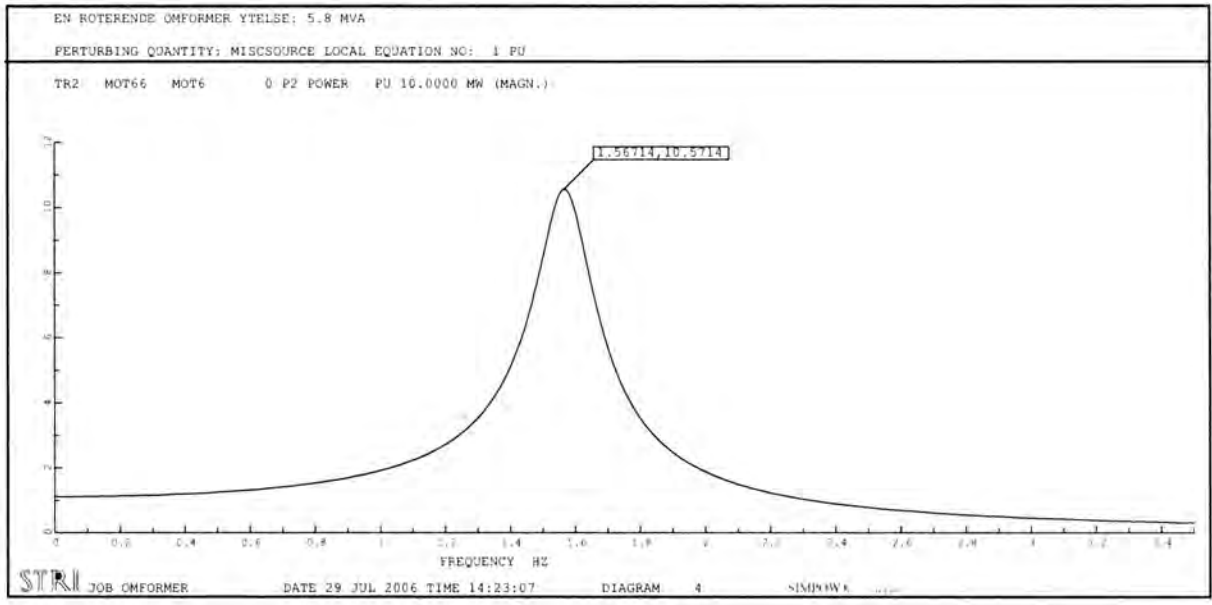
**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.57 Hz:*

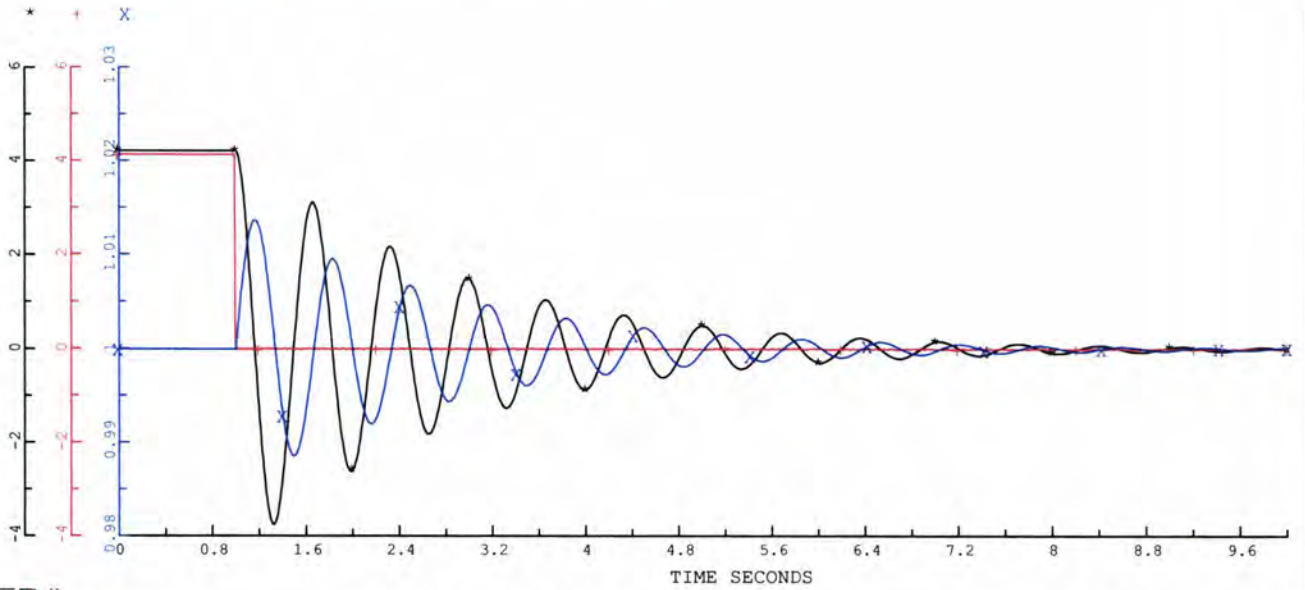
Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.98	5.92	6.02	1.67
MOT66	63.26	62.92	63.51	0.93
LOKL	21.54	21.42	21.62	0.93
GEN4	4.00	3.97	4.04	1.75
GEN16	16.35	16.19	16.51	1.96
LAST	15.81	15.61	16.00	2.47





EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



STR

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 14:41:18

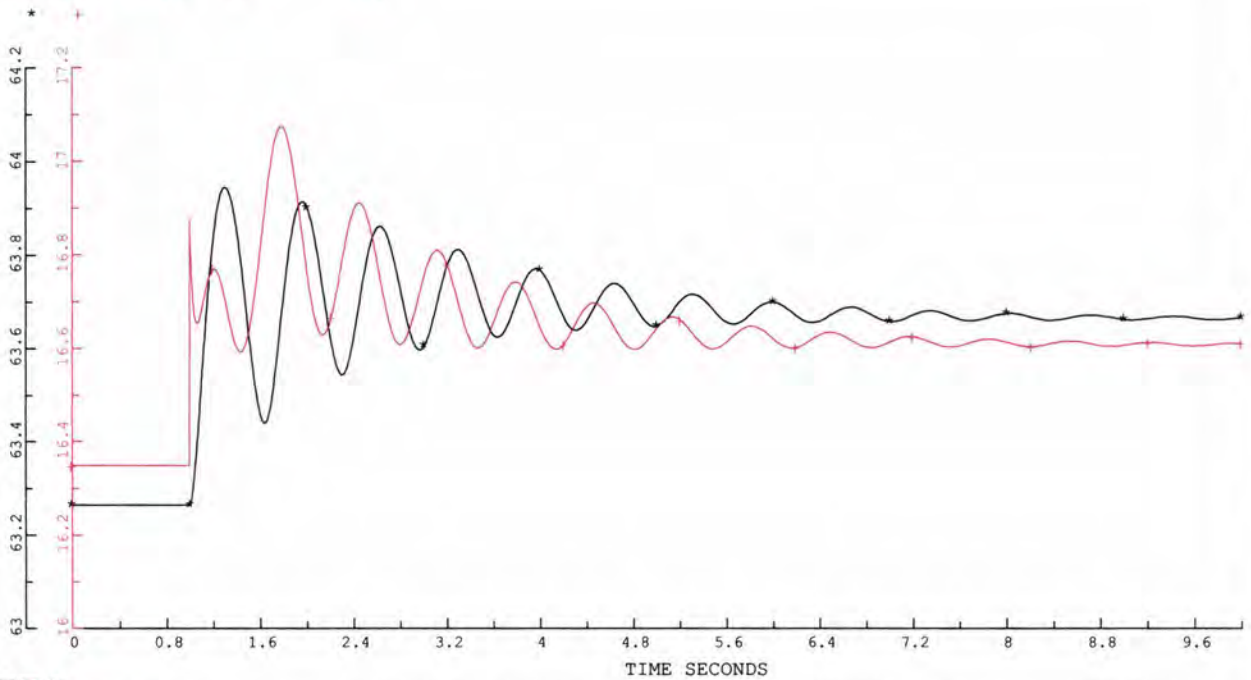
DIAGRAM 2

SIMPOW 8

15.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



STR

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 14:41:18

DIAGRAM 1

SIMPOW 8

15.2.101

## G.6 Statisk magnetisering

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

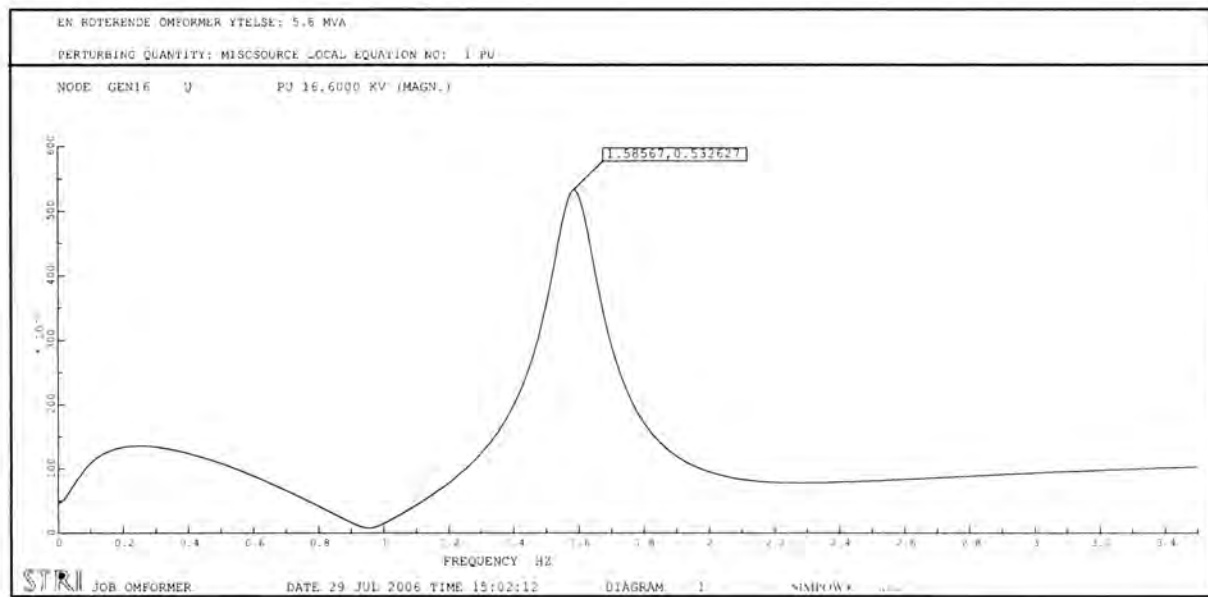
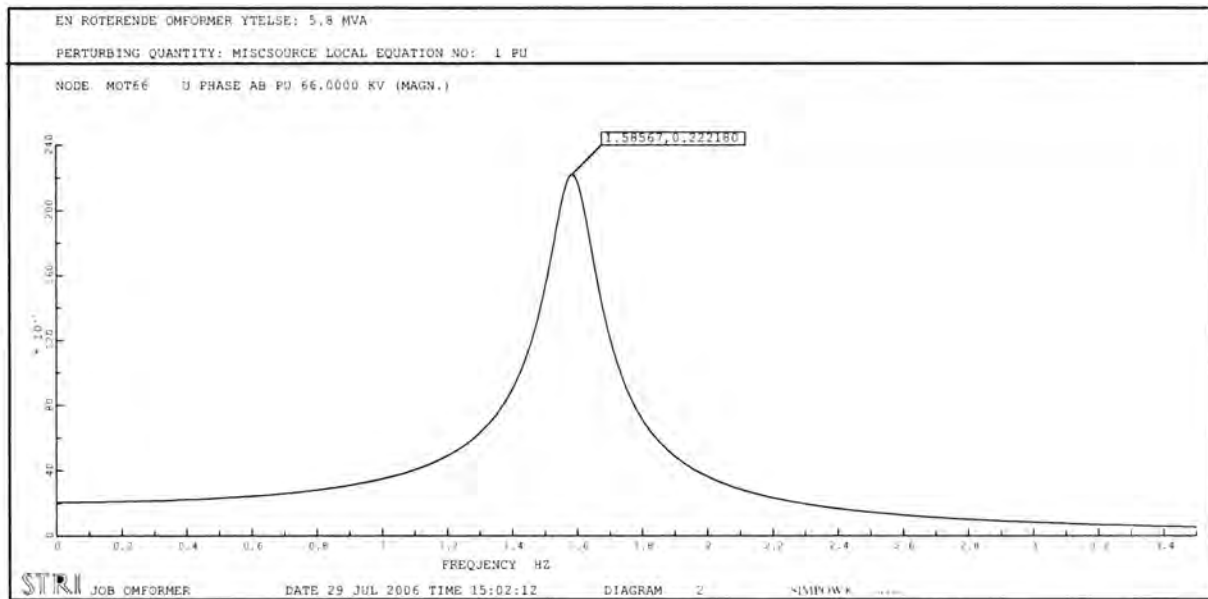
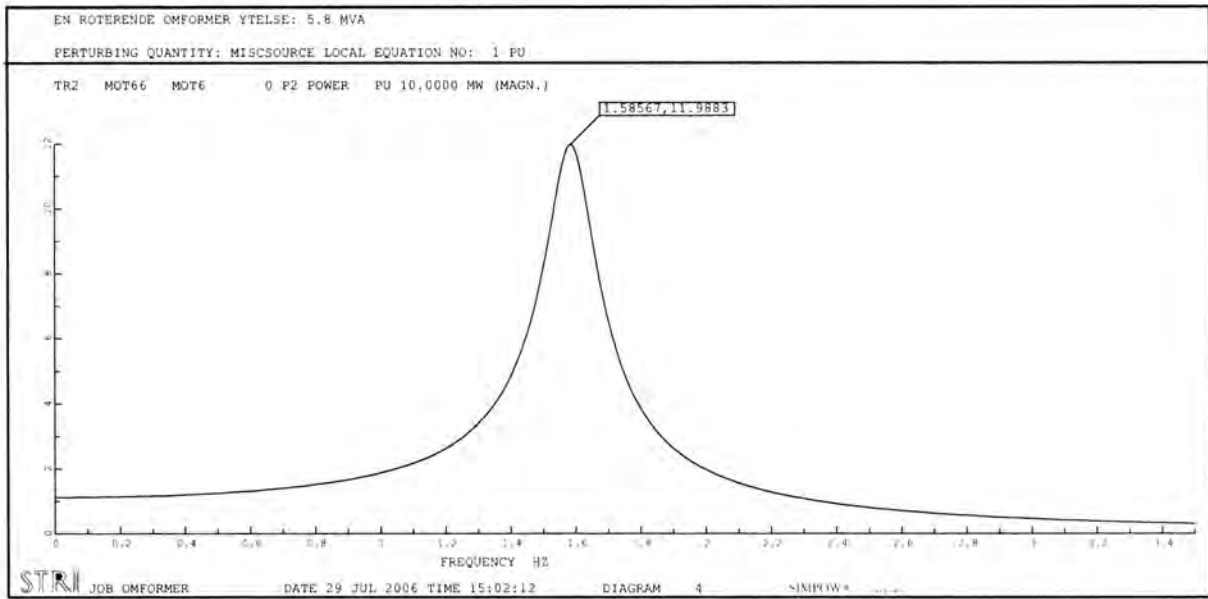
**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

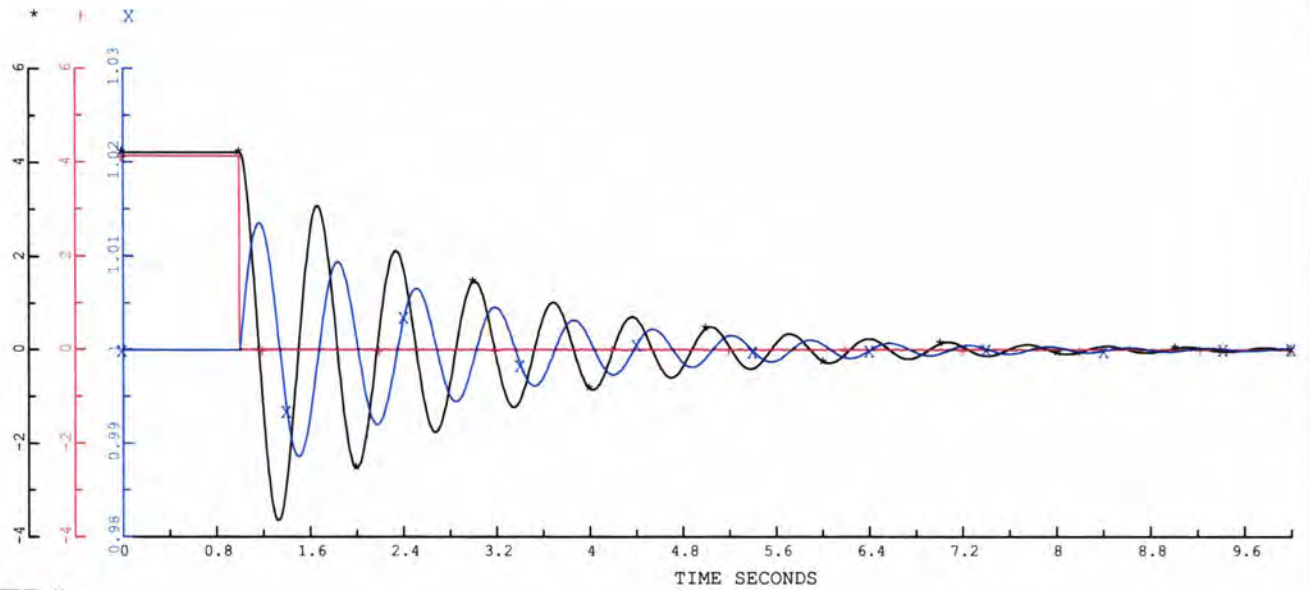
*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.59 Hz:*

Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.98	5.94	6.01	1.17
MOT66	63.26	62.92	63.51	0.93
LOKL	21.54	21.42	21.62	0.93
GEN4	4.00	3.96	4.04	2.00
GEN16	16.35	16.17	16.53	2.20
LAST	15.81	15.60	16.02	2.66



EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



STRI

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 15:06:00

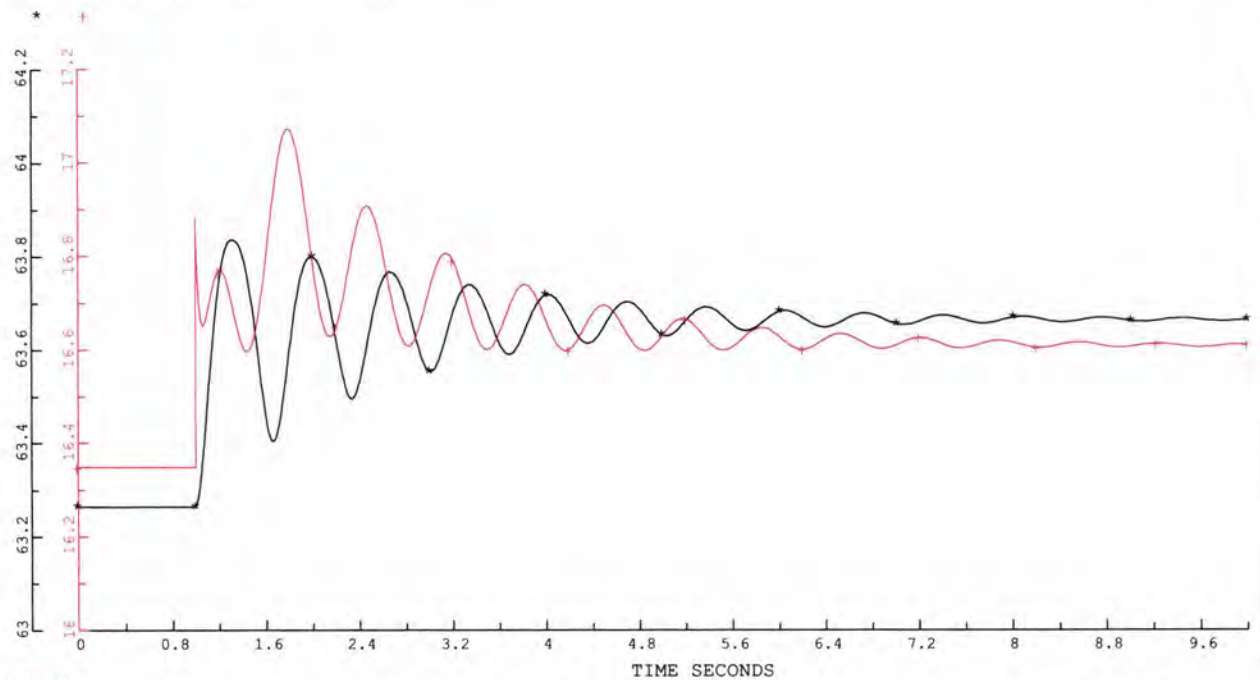
DIAGRAM 2

SIMPOW R

10.2.107

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



STRI

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 15:06:00

DIAGRAM 1

SIMPOW R

10.2.107

### G.7 Magnetisering med likestrøms feltmaskin og dempetil- sats

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

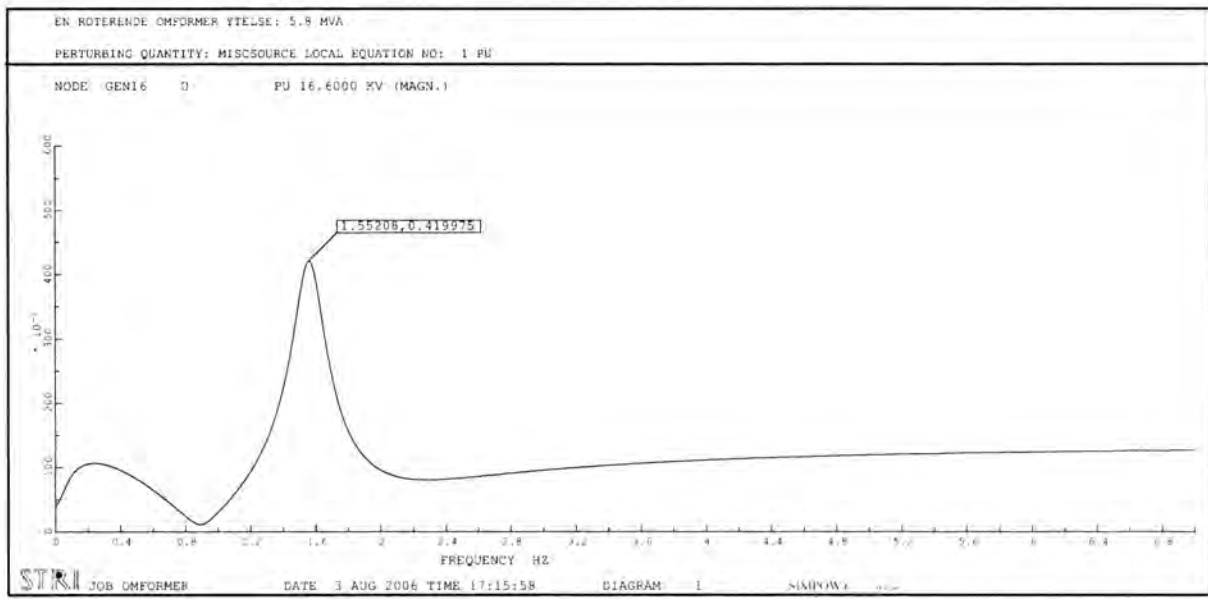
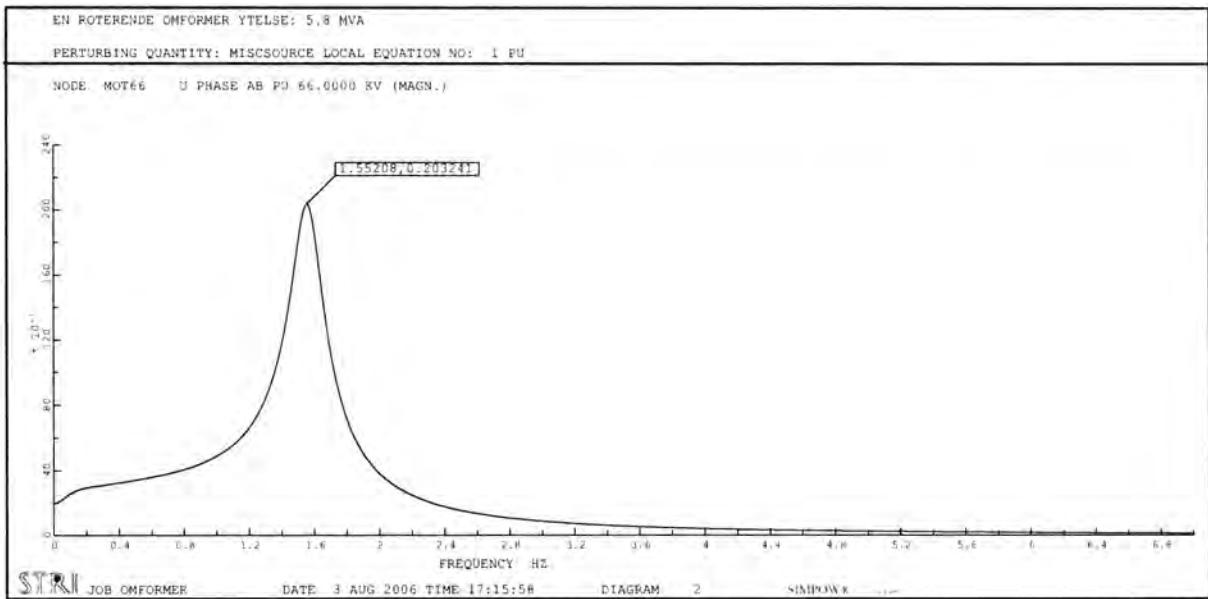
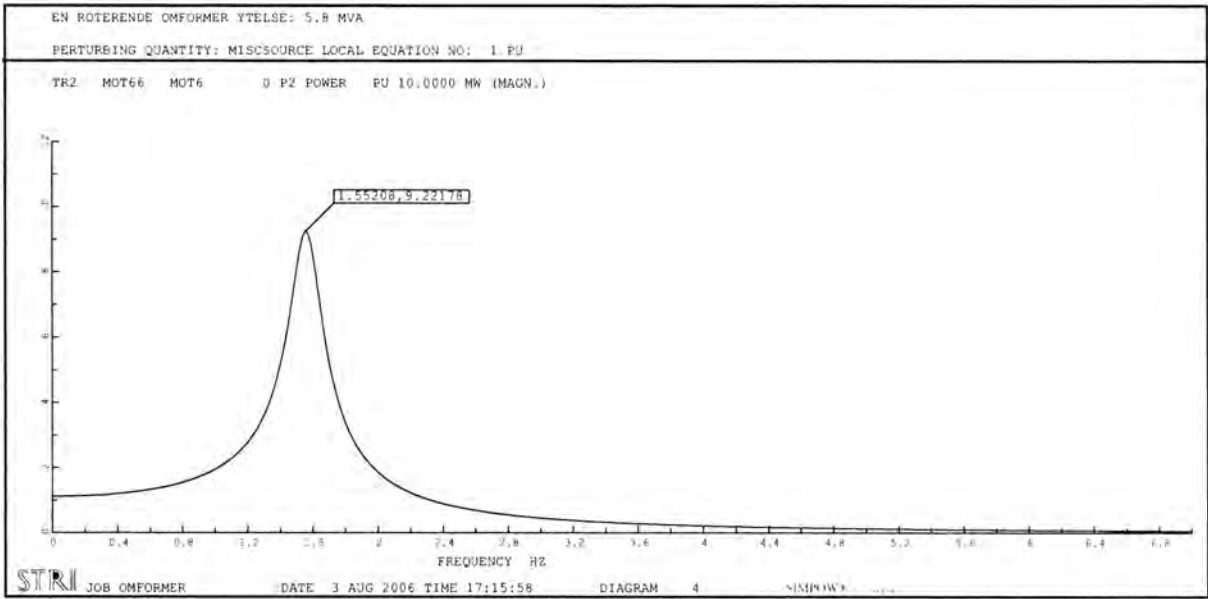
**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

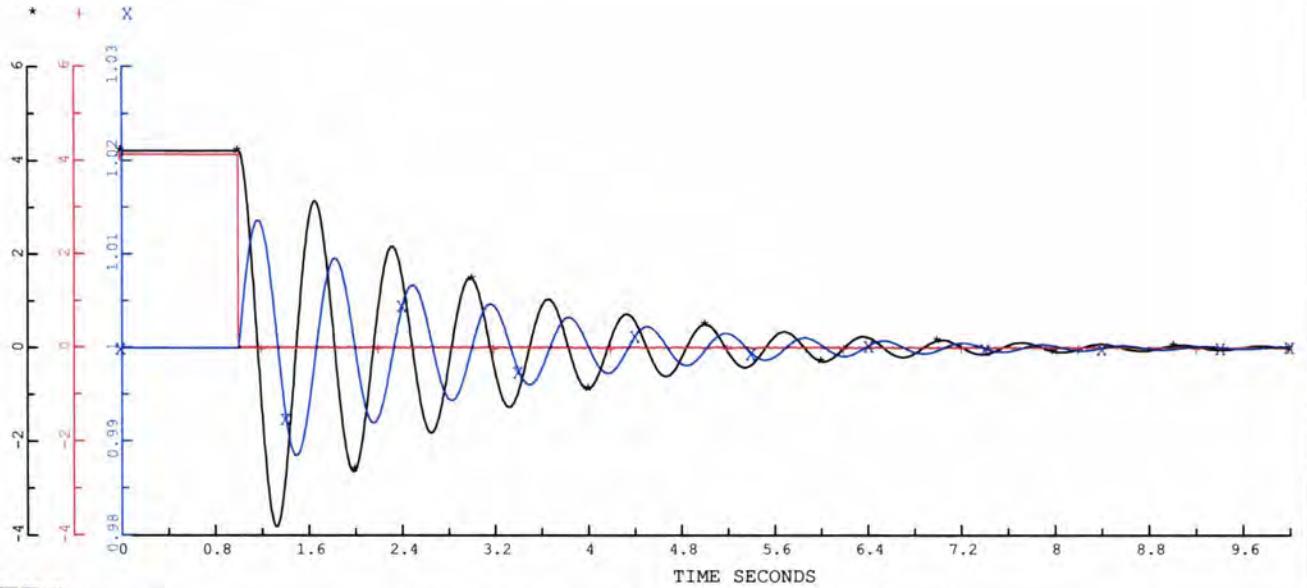
*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.55 Hz:*

Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.98	5.93	6.03	1.67
MOT66	63.26	62.96	63.50	0.85
LOKL	21.54	21.51	21.58	0.88
GEN4	4.00	3.97	4.03	1.50
GEN16	16.35	16.21	16.49	1.71
LAST	15.81	15.64	15.98	2.15



EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



STRI JOB OMFORMER

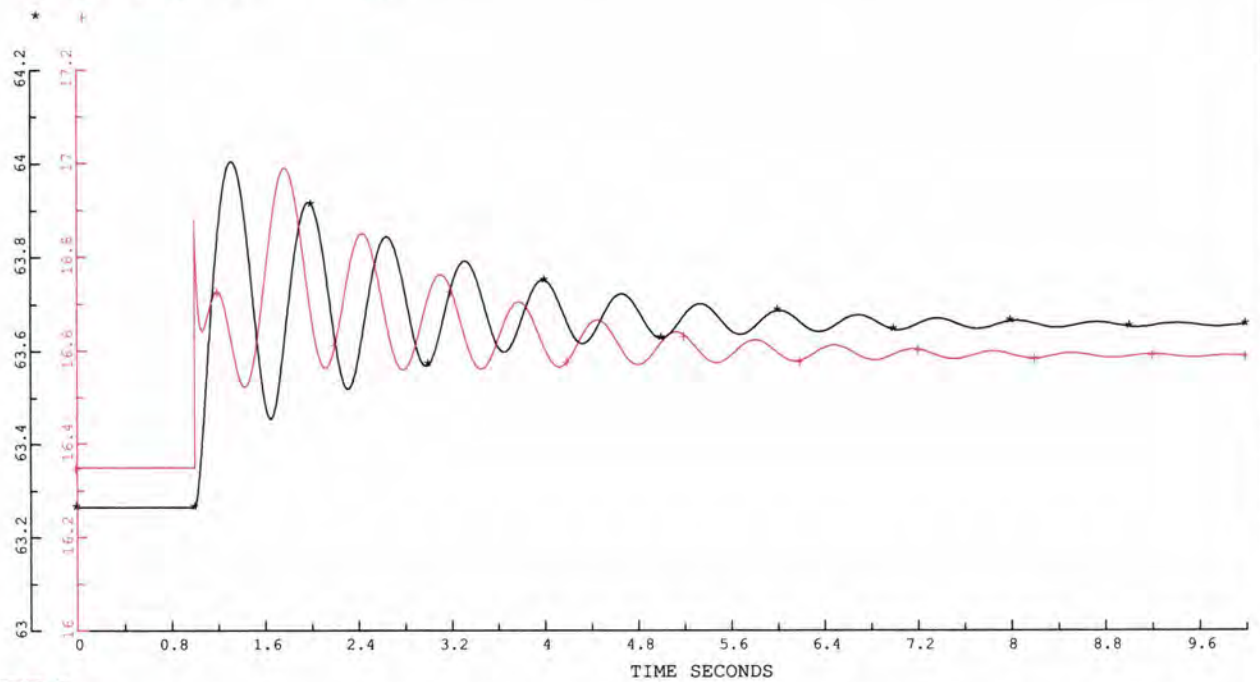
DATE 3 AUG 2006 TIME 17:17:32

DIAGRAM 2

SIMPOW # 18-7-101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



STRI JOB OMFORMER

DATE 3 AUG 2006 TIME 17:17:32

DIAGRAM 1

SIMPOW # 18-7-101



## G.8 Børsteløs megnetisering med dempetilsats

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

**Graf 4:** Tidssimulering med sinusformet belastning,  $u_f$  for trefasemotor.

**Graf 5:** Tidssimulering med sinusformet belastning,  $P_1$  og  $P_3$ .

**Graf 6:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 7:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

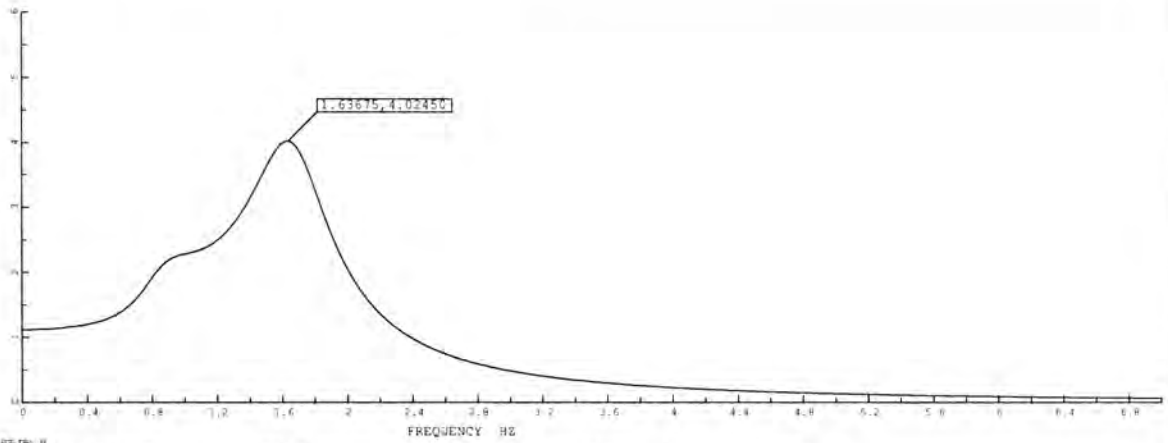
*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.63 Hz:*

Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.98	5.95	6.03	1.34
MOT66	63.26	63.13	63.41	0.44
LOKL	21.54	21.49	21.59	0.46
GEN4	4.00	3.99	4.02	0.75
GEN16	16.35	16.27	16.43	0.97
LAST	15.81	15.70	15.92	1.39

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER PU 10.0000 MW (MAGN.)



STR1

JOB OMFORMER

DATE 3 AUG 2006 TIME 17:32:46

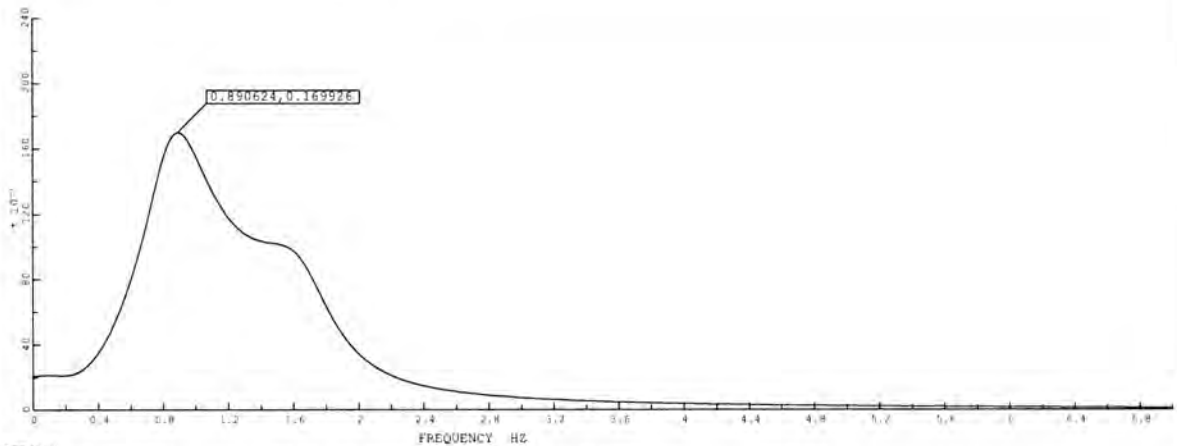
DIAGRAM 4

~MVAW#

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

NODE MOT66 U PHASE AB PU 66.0000 KV (MAGN.)



STR1

JOB OMFORMER

DATE 3 AUG 2006 TIME 17:32:46

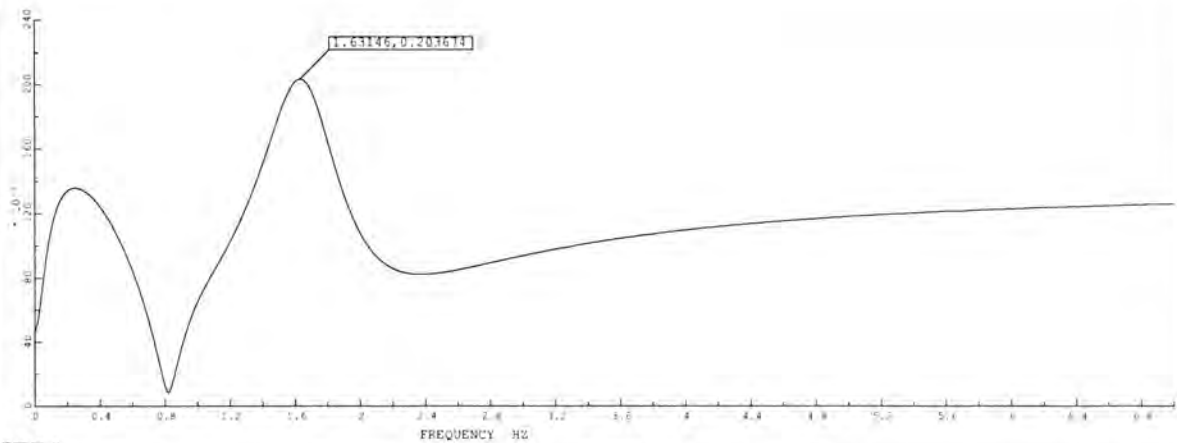
DIAGRAM 2

SIMPW#

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

NODE GEN16 U PU 16.6000 KV (MAGN.)



STR1

JOB OMFORMER

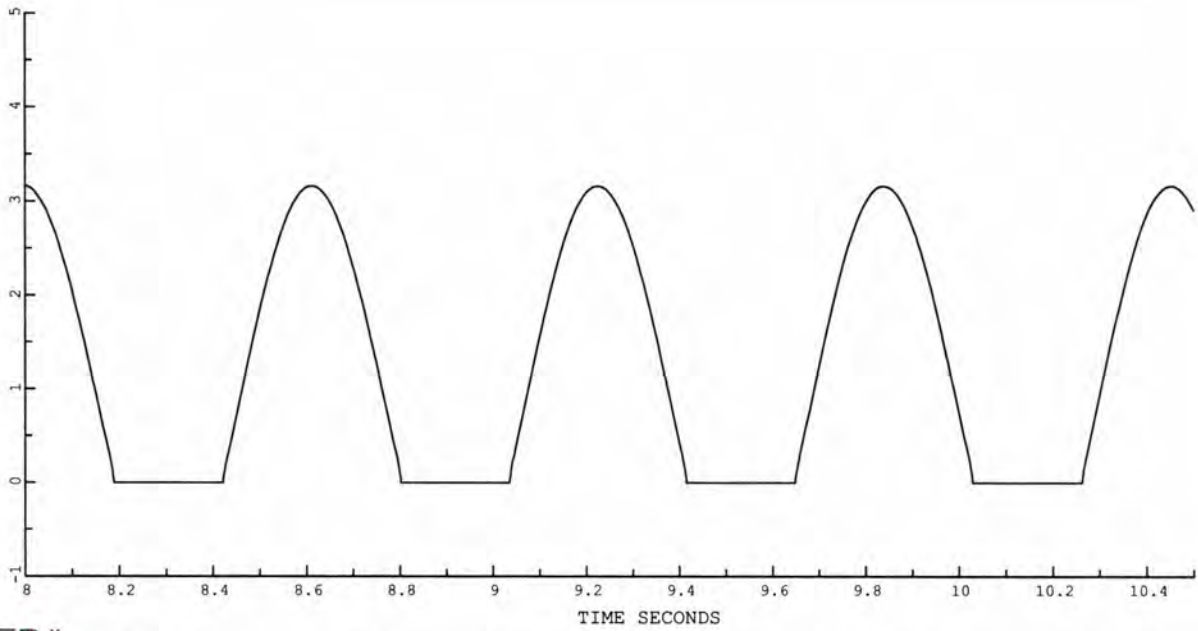
DATE 3 AUG 2006 TIME 17:32:46

DIAGRAM 1

SIMPW#

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

SYNC C\_M1 UF VOLTAGE PU



STRI JOB OMFORMER

DATE 3 AUG 2006 TIME 17:42:25

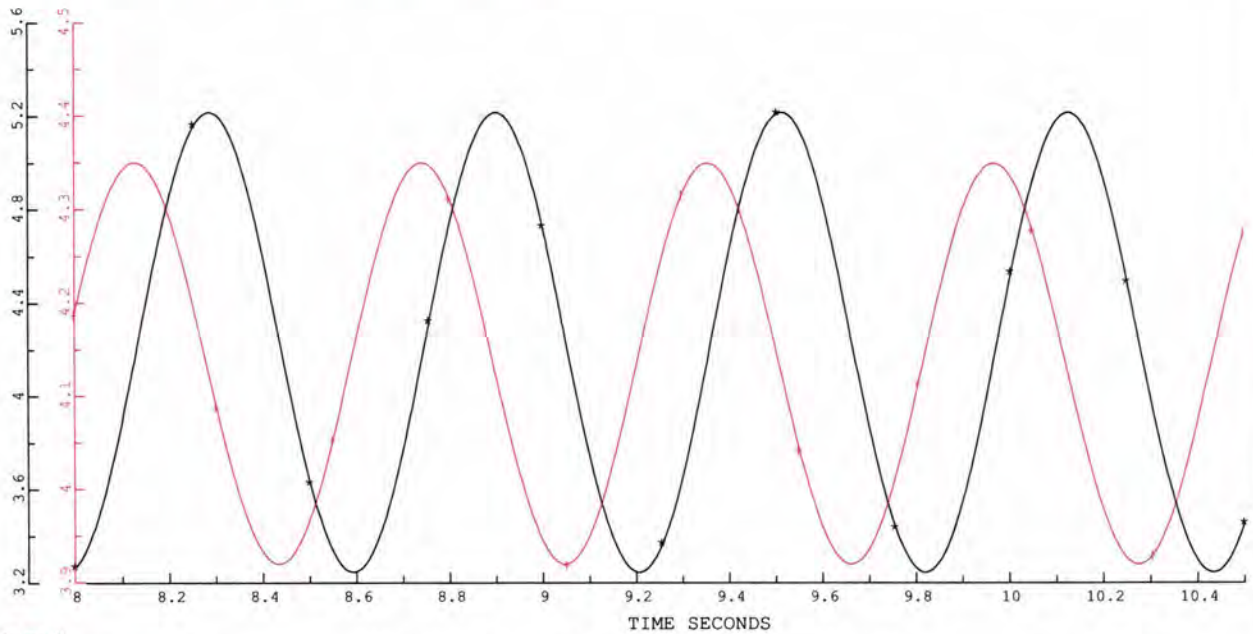
DIAGRAM 9

SIMPOW R

10.7.107

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW



STRI JOB OMFORMER

DATE 3 AUG 2006 TIME 17:42:25

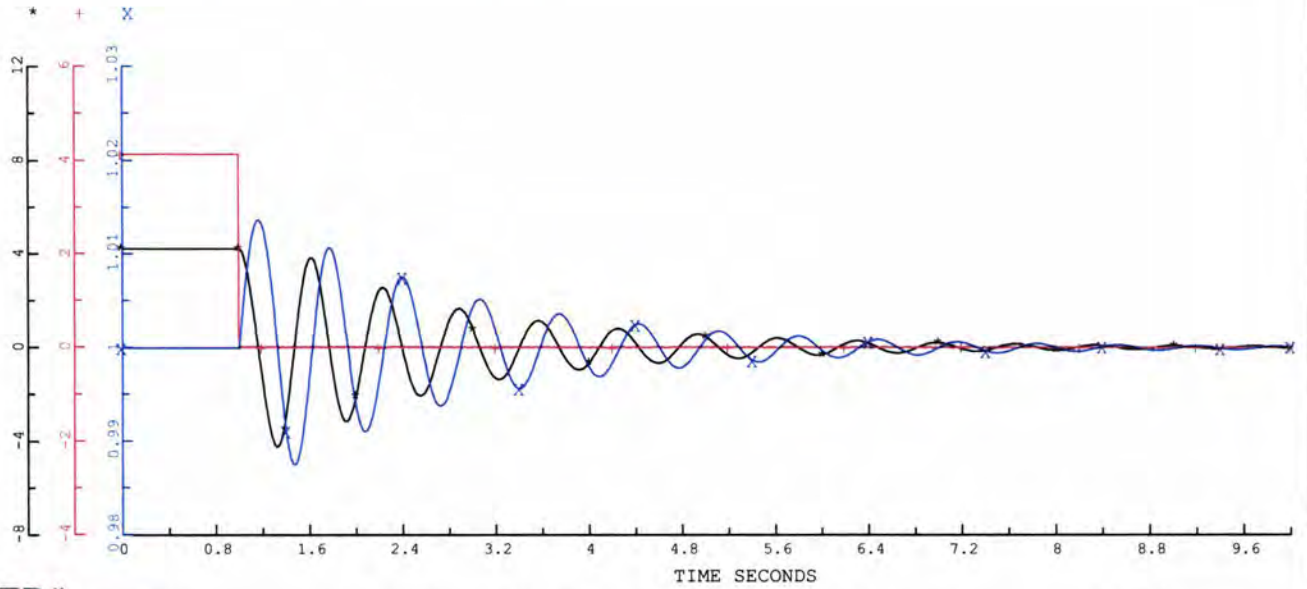
DIAGRAM 1

SIMPOW R

10.7.107

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



STRI

JOB OMFORMER

DATE 3 AUG 2006 TIME 17:35:19

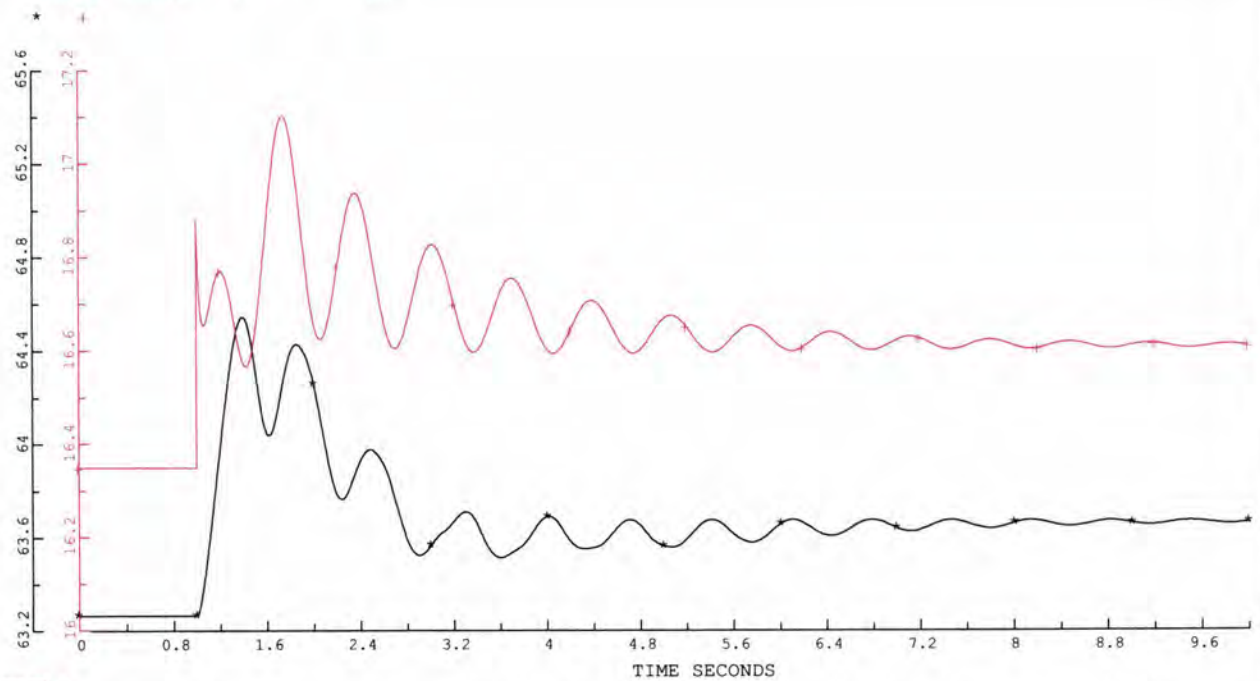
DIAGRAM 2

SIMPOW R

10.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



STRI

JOB OMFORMER

DATE 3 AUG 2006 TIME 17:35:19

DIAGRAM 1

SIMPOW R

10.2.101

## G.9 Statisk magnetisering med dempetilsats

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

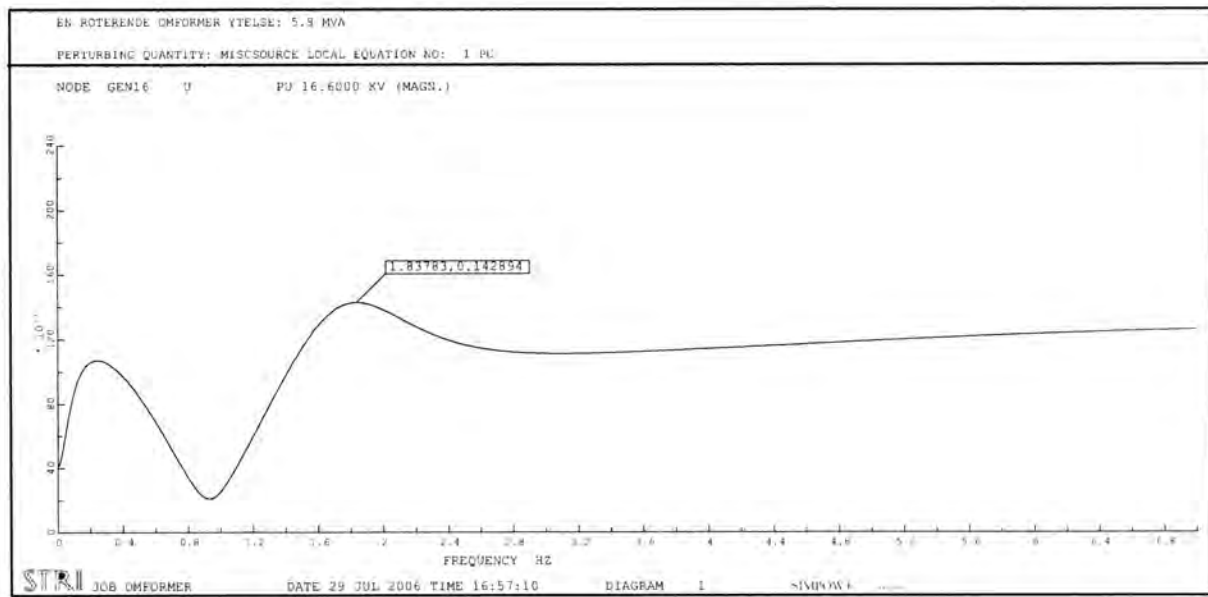
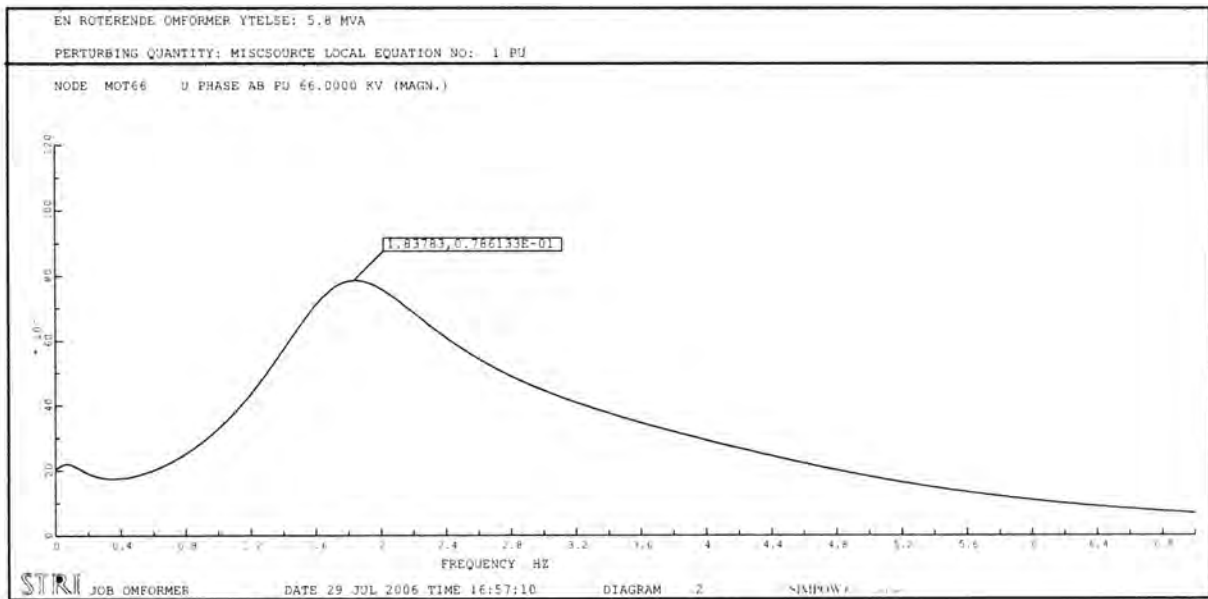
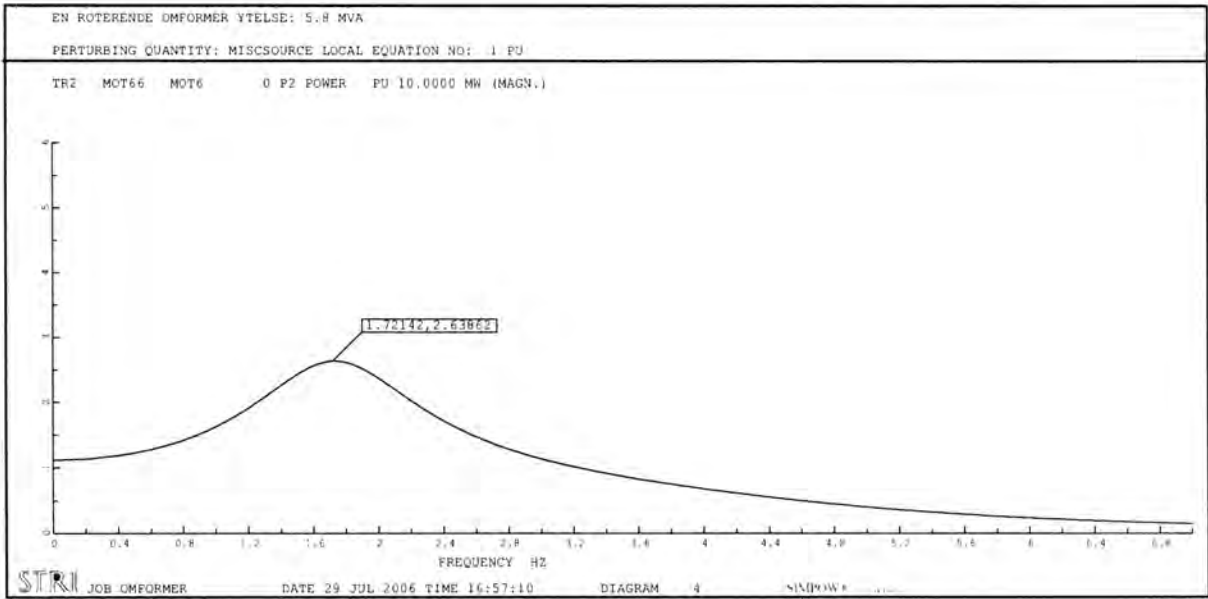
**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

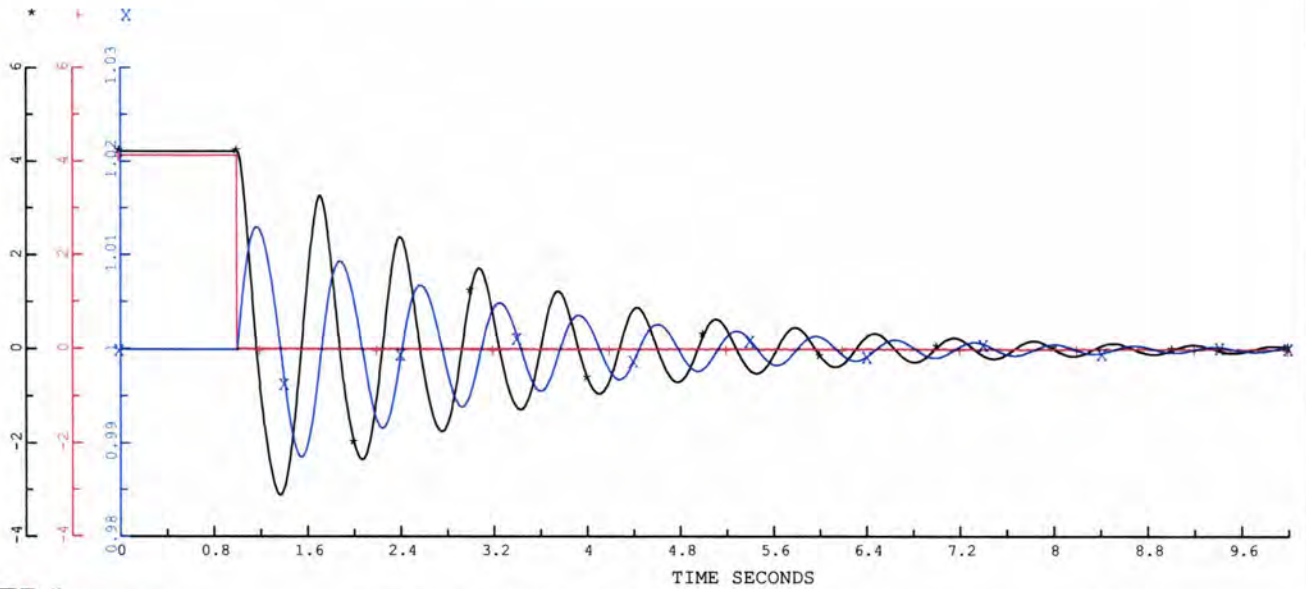
*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.72 Hz:*

Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.98	5.93	6.05	2.01
MOT66	63.26	63.17	63.37	0.32
LOKL	21.54	21.51	21.58	0.33
GEN4	4.00	3.99	4.01	0.50
GEN16	16.35	16.30	16.39	0.55
LAST	15.81	15.73	15.88	0.95



EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



STRI

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 17:01:56

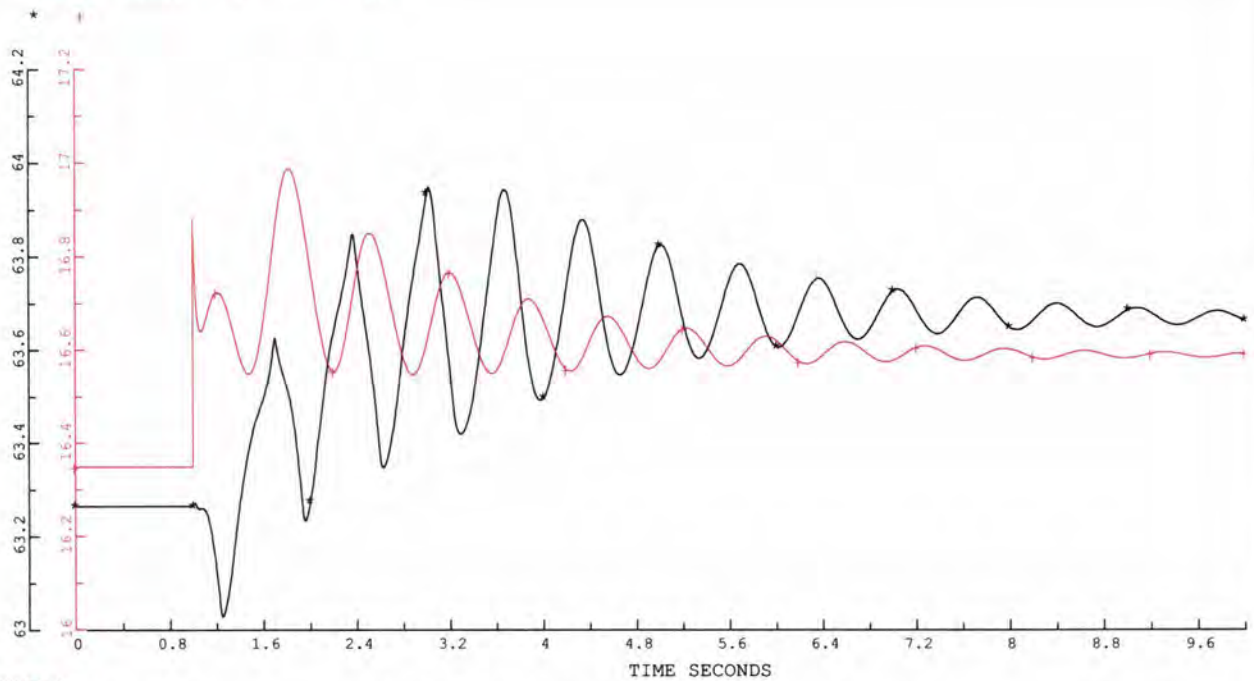
DIAGRAM 2

SIMPOWER

10.2.107

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



STRI

JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 17:01:56

DIAGRAM 1

SIMPOWER

10.2.107

### G.10 Dempeviklinger

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$ .

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$ .

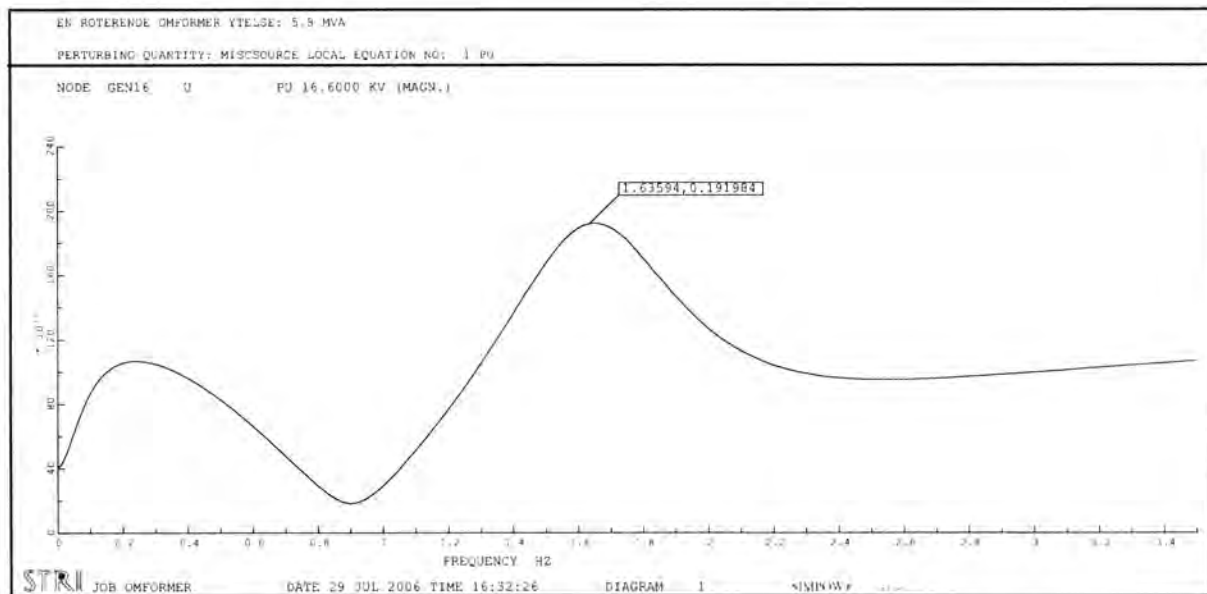
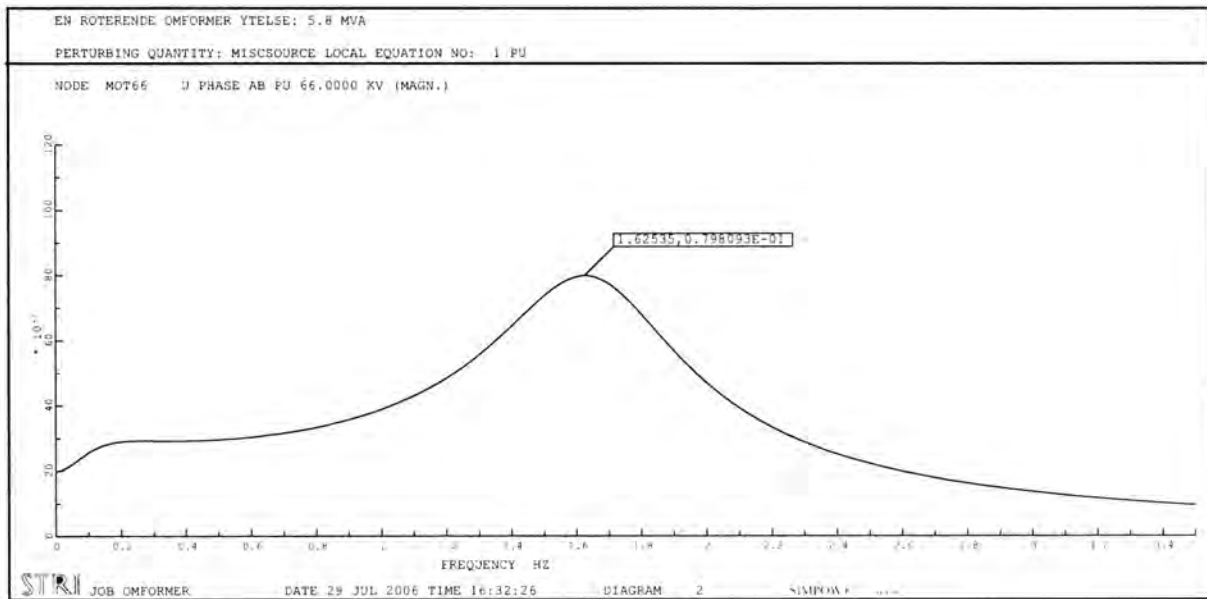
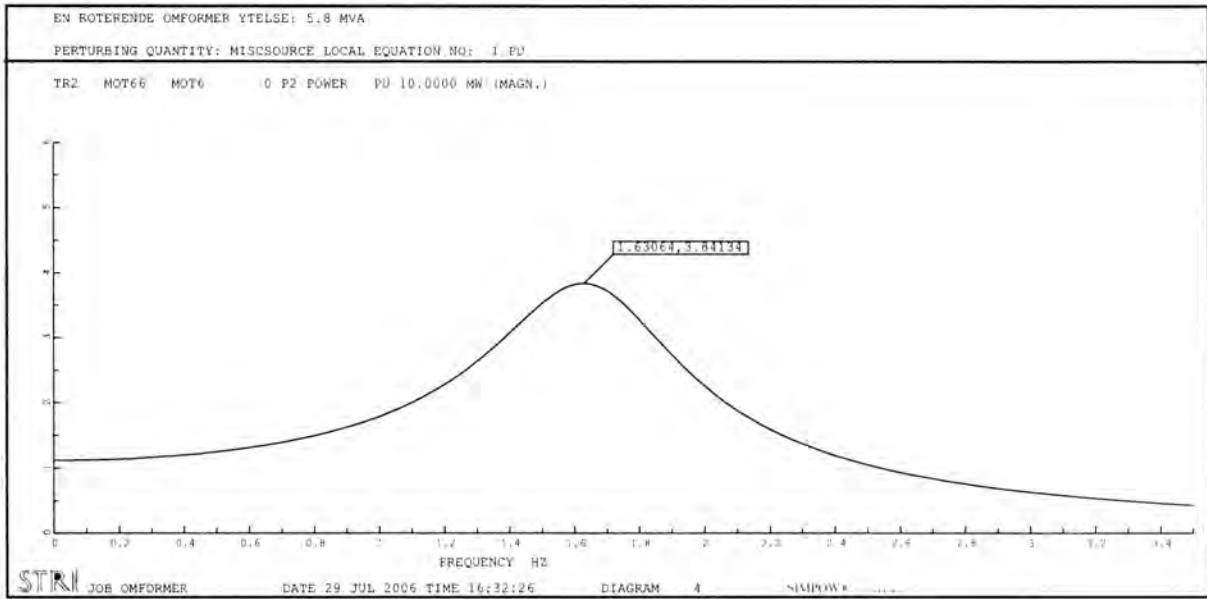
**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$ .

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.63 Hz:*

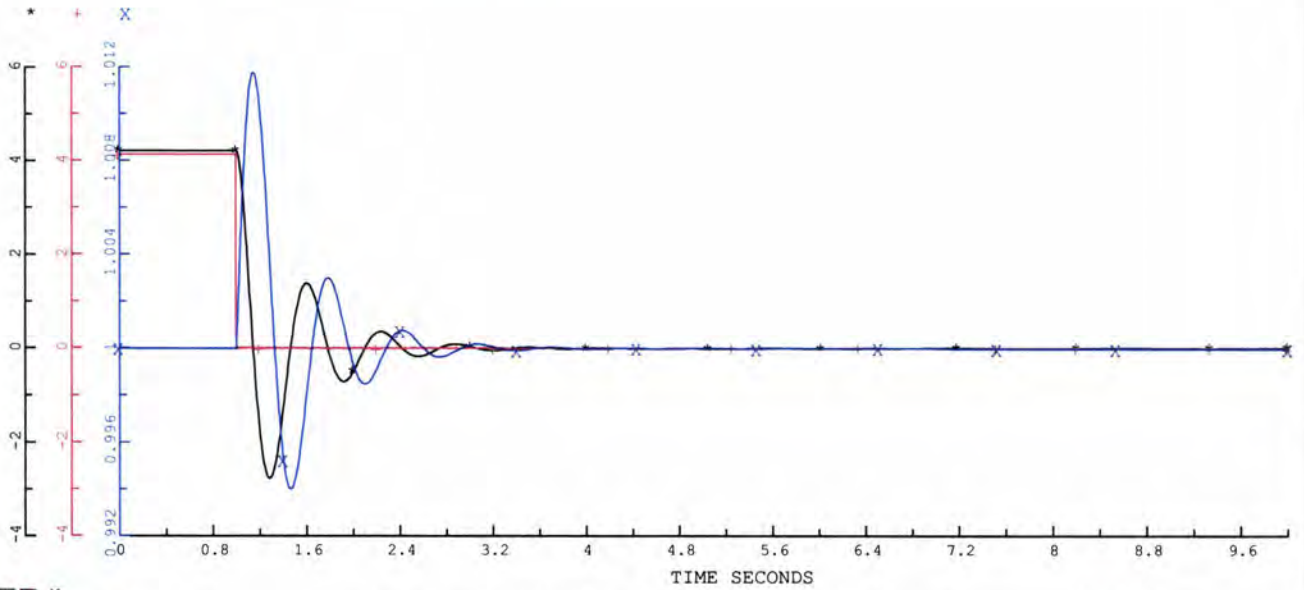
Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6	5.98	5.96	6.00	0.67
MOT66	63.26	63.16	63.37	0.33
LOKL	21.54	21.50	21.57	0.33
GEN4	4.00	3.99	4.01	0.50
GEN16	16.35	16.29	16.41	0.73
LAST	15.81	15.72	15.90	1.14





EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 16:33:56

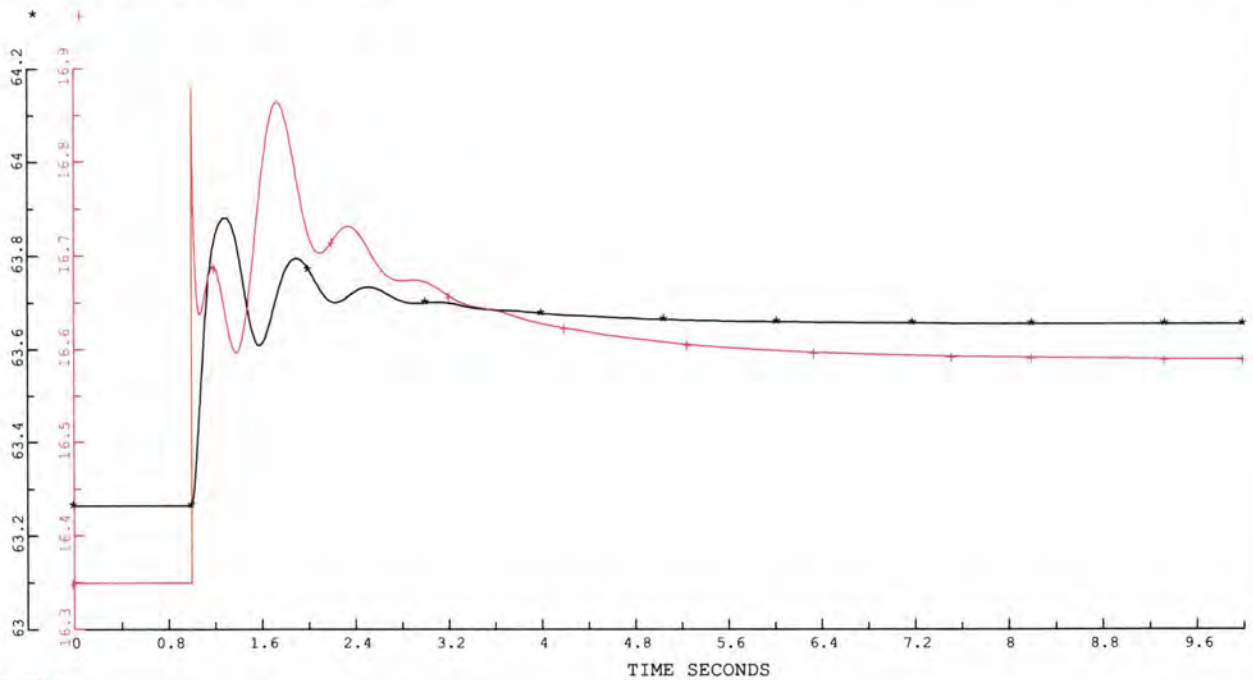
DIAGRAM 2

SIMPOW R

18.2.191

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



JOB OMFORMER

DATE 29 JUL 2006 TIME 16:33:56

DIAGRAM 1

SIMPOW R

18.2.191

### G.11 To parallelle omformere

**Figur:** Lastflyt

**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$  for ett av aggregatene.

**Graf 2:** Frekvensrespons  $U_{mot66}$ .

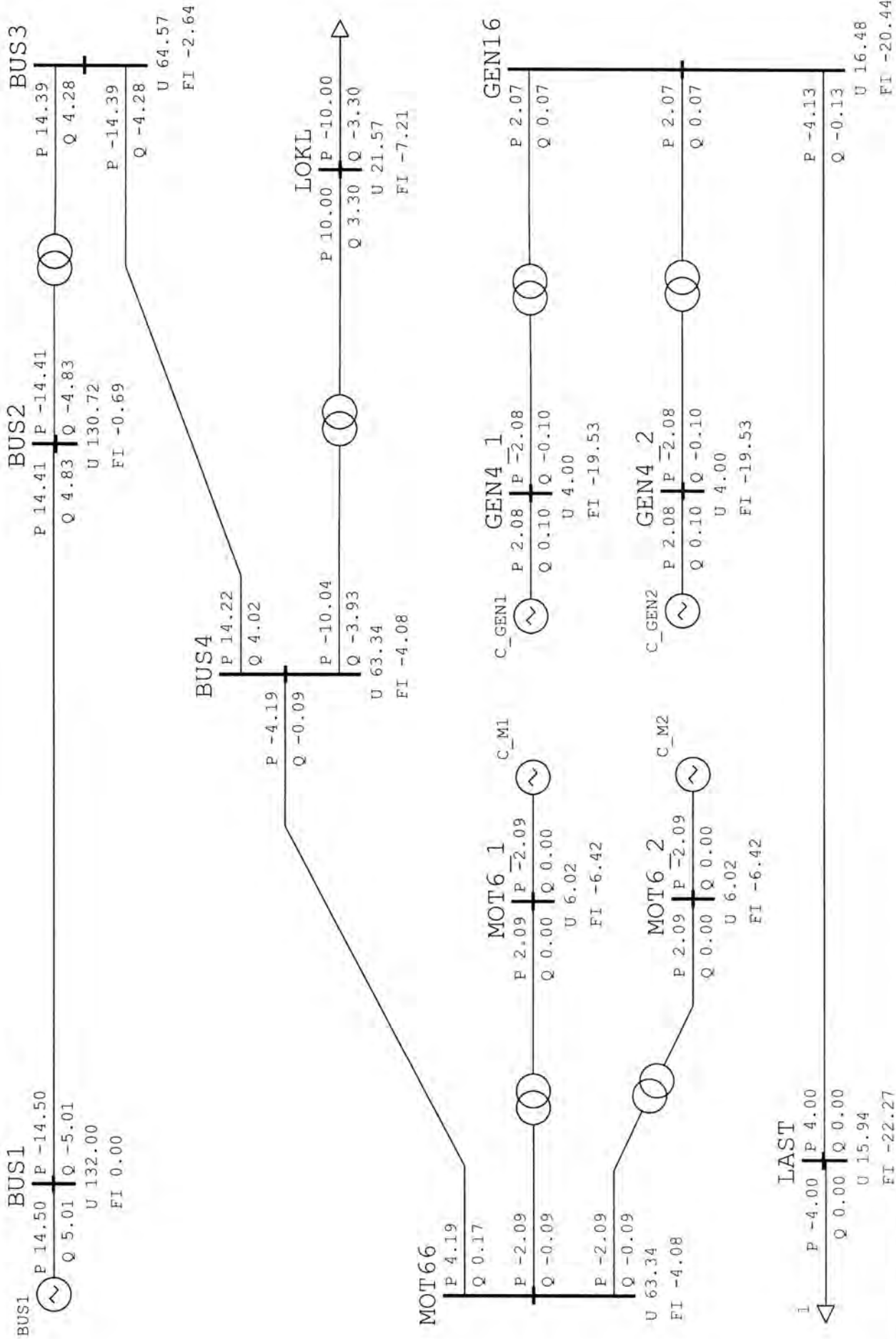
**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{gen16}$  for ett av aggregatene.

**Graf 4:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$  for ett av aggregatene.

**Graf 5:** Sprangrespons  $U_{gen16}$  og  $U_{mot66}$ .

*Spenningsvariasjoner ved sinusformel belastning, 1.49 Hz:*

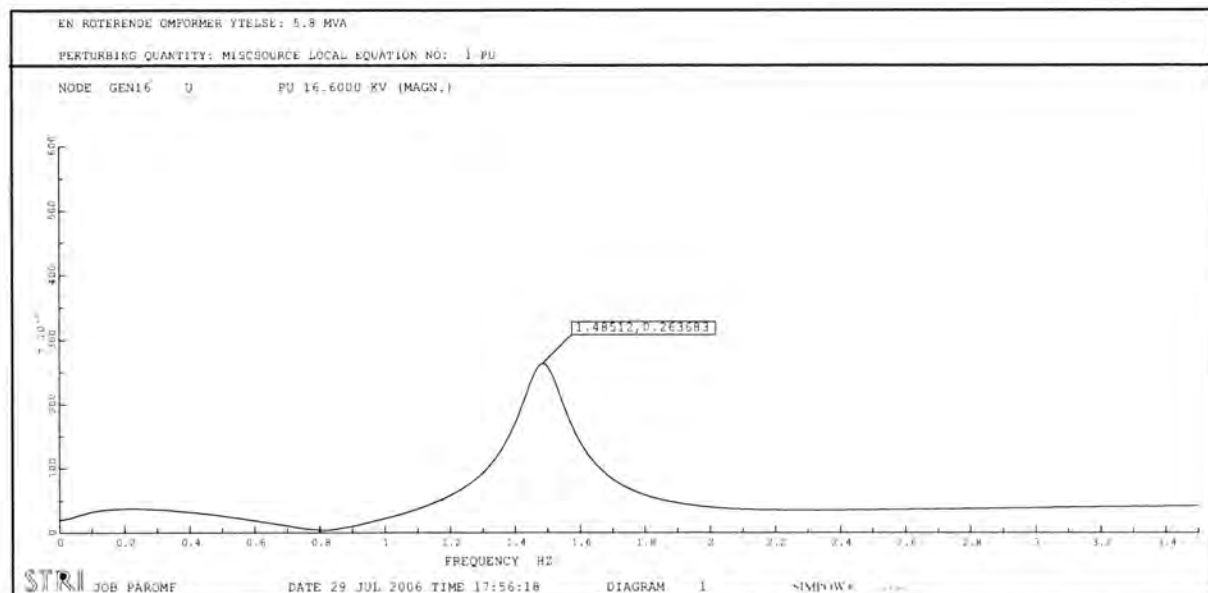
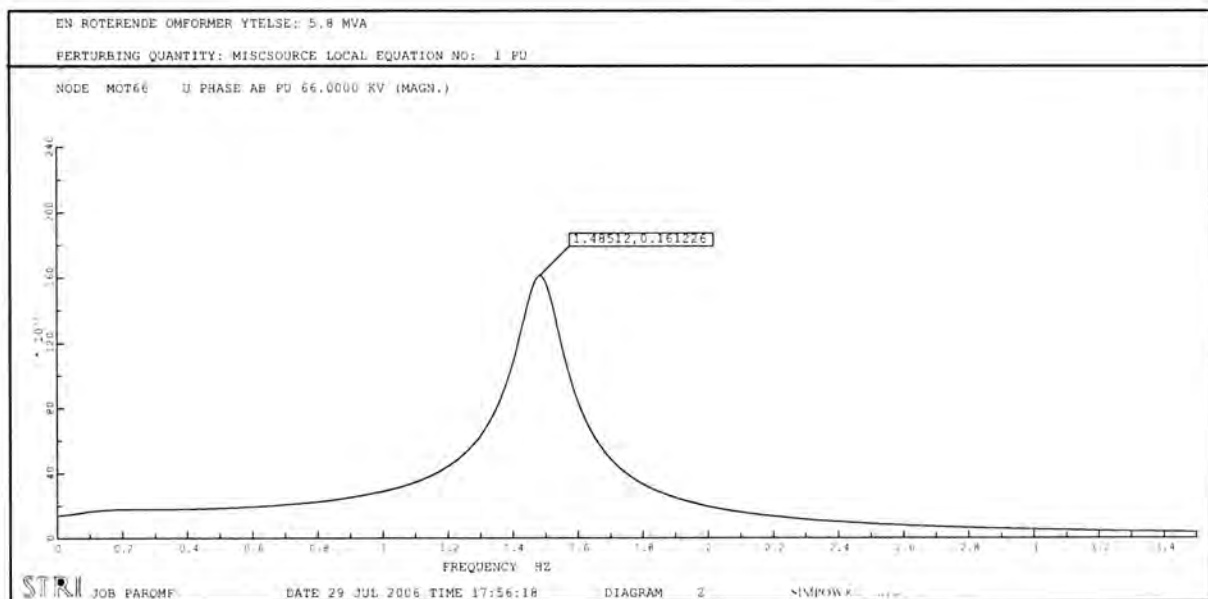
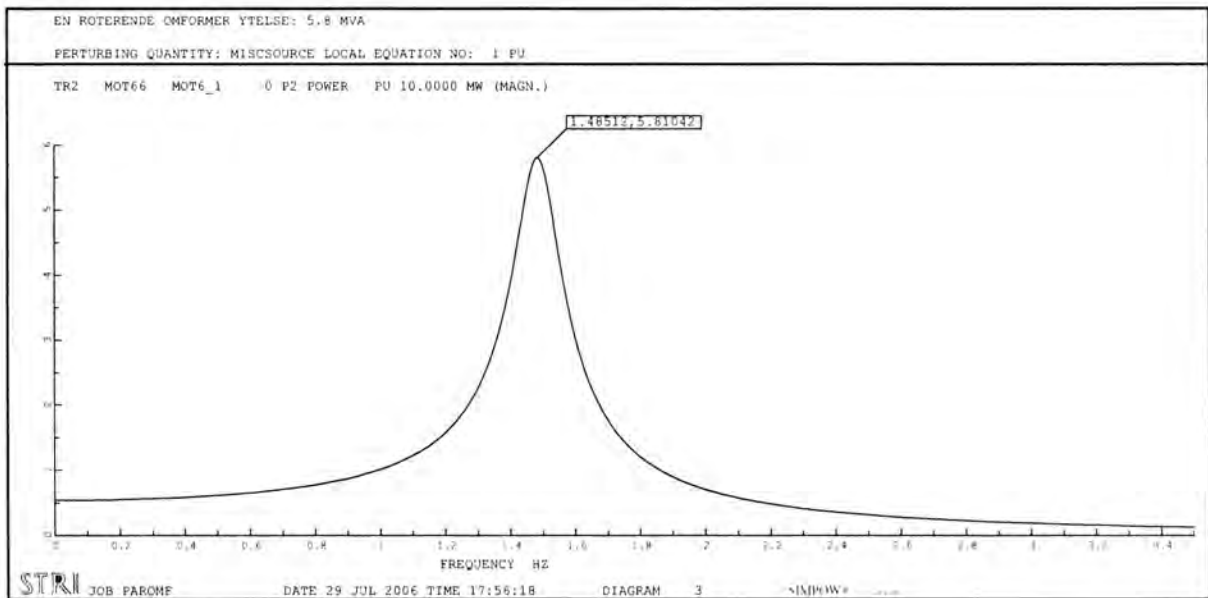
Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6_1	6.02	6.00	6.04	0.66
MOT66	63.34	63.13	63.52	0.62
LOKL	21.57	21.49	21.63	0.65
GEN4_1	4.00	3.98	4.02	1.00
GEN16	16.48	16.40	16.56	0.97
LAST	15.94	15.83	16.05	1.38



ACTIVE/REACTIVE POWER IN MW AND MVar  
 VOLTAGES MAGNITUDE AND ANGLE IN KV AND DEGREES (PHASE TO PHASE VOLTAGES)

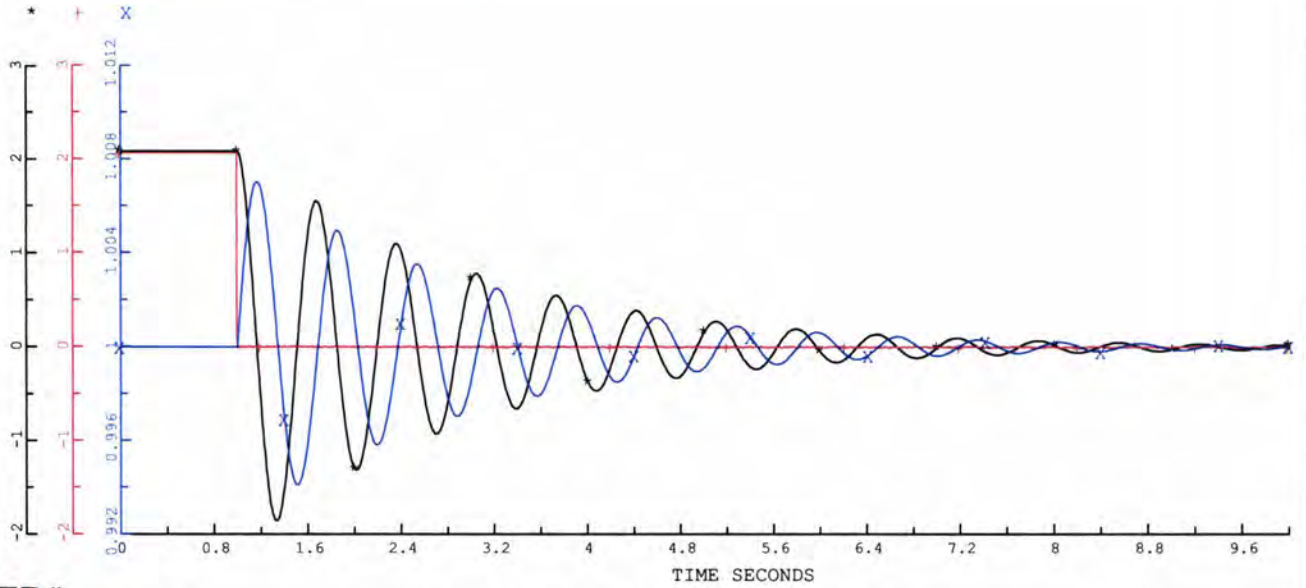
JOB: PAROME  
 GRF: PAROME

EN ROTERENDE OMFORMER MED YTELSE 5.8MVA SOM HAR EN VARIERENDE  
 LAST PAA GENERATORKLEMMENE.



EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66 MOT6\_1 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4\_1 GEN16 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1 SPEED PU



JOB PAROMF

DATE 29 JUL 2006 TIME 17:59:39

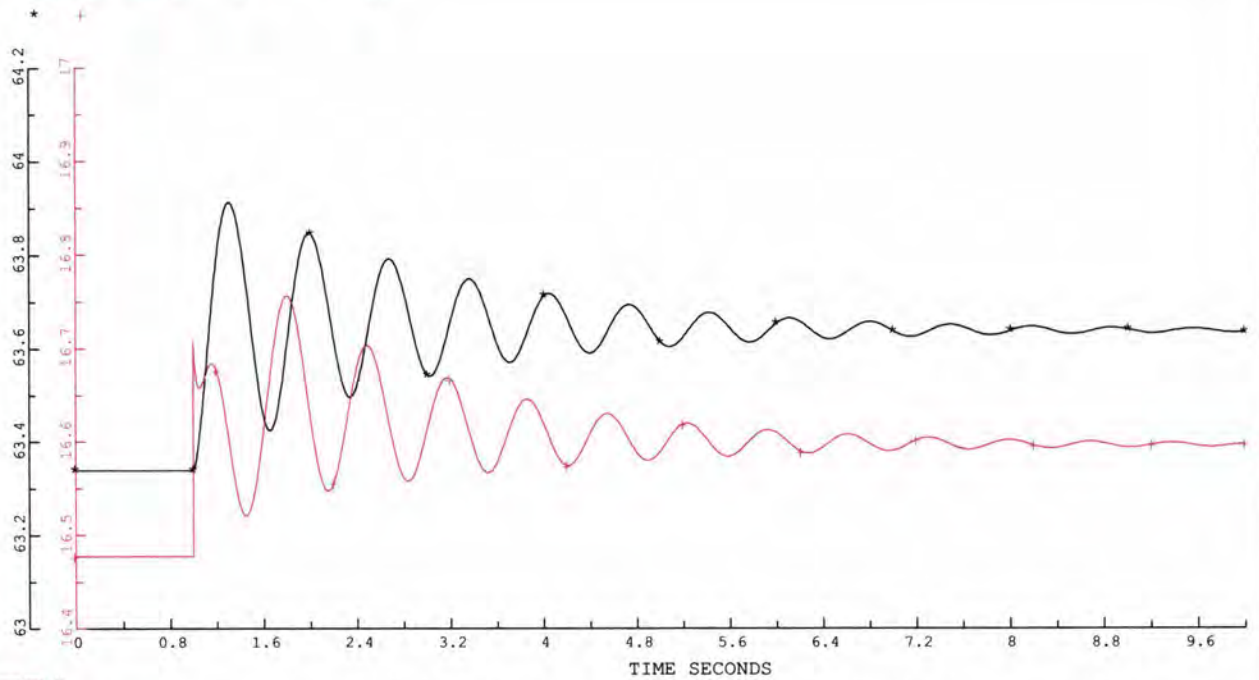
DIAGRAM 2

SIMPOWER

14.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE MOT66 U PHASE AB KV  
+=NODE GEN16 U KV



JOB PAROMF

DATE 29 JUL 2006 TIME 17:59:39

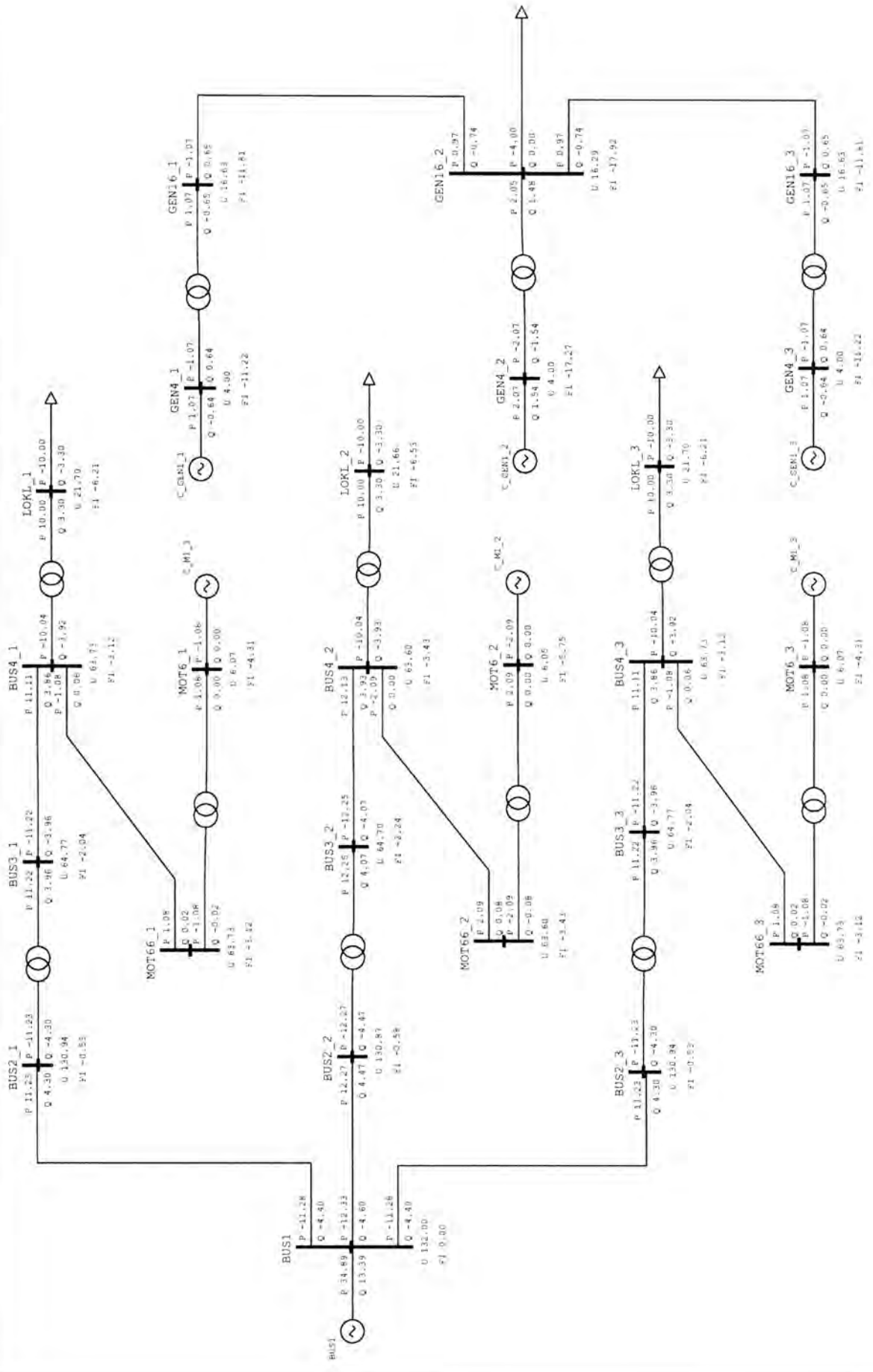
DIAGRAM 1

SIMPOWER

14.2.101

**G.12 Samkjøring, tilfelle 1****Figur:** Lastflyt**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$  aggregat nr 1.**Graf 2:** Frekvensrespons  $P_3$  aggregat nr 2.**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{mot66\_2}$  for aggregat nr 2.**Graf 4:** Frekvensrespons  $U_{gen16\_2}$  for aggregat nr 2.**Graf 5:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$  for aggregat nr 2.**Graf 6:** Sprangrespons  $U_{gen16\_2}$  og  $U_{mot66\_2}$  for aggregat nr 2.*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.52 Hz:*

Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6_1	6.07	6.06	6.08	0.32
MOT66_1	63.73	63.66	63.78	0.19
LOKL_1	21.70	21.68	21.72	0.18
GEN4_1	4.00	3.99	4.01	0.50
GEN16_1	16.63	16.59	16.67	0.48
MOT6_2	6.05	6.04	6.06	0.33
MOT66_2	63.60	63.52	63.67	0.23
LOKL_2	21.66	21.63	21.68	0.23
GEN4_2	4.00	3.98	4.02	1.00
GEN16_2	16.29	16.20	16.38	1.10



ACTIVE/REACTIVE POWER IN MW AND MVar  
 VOLTAGES MAGNITUDE AND ANGLE IN KV AND DEGREES (PHASE TO PHASE VOLTAGES)

**STRAL**  
 DATE: 30. JUL. 2006 TIME: 12:50:52 - 11.6.101

JOB: SAMK1  
 GRF: SAMK1

EN RÖTERENDE OMFORMER MED YTTELSE 5.8MVA SOM HAR EN VARIERENDE  
 LAST PÅ GENERATORKLEMMENE.

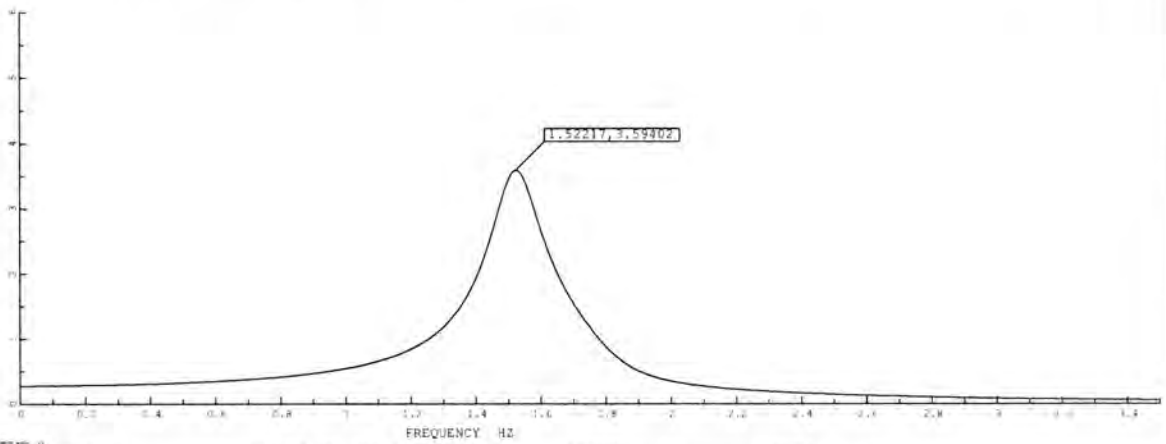
SIMPOW<sup>®</sup>



EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5,8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

TR2 MOT66\_1 MOT6\_1 0 P2 POWER PU 10.0000 MW (MAGN.)



STAR

JOB SAMK1

DATE 30 JUL 2006 TIME 11:45:00

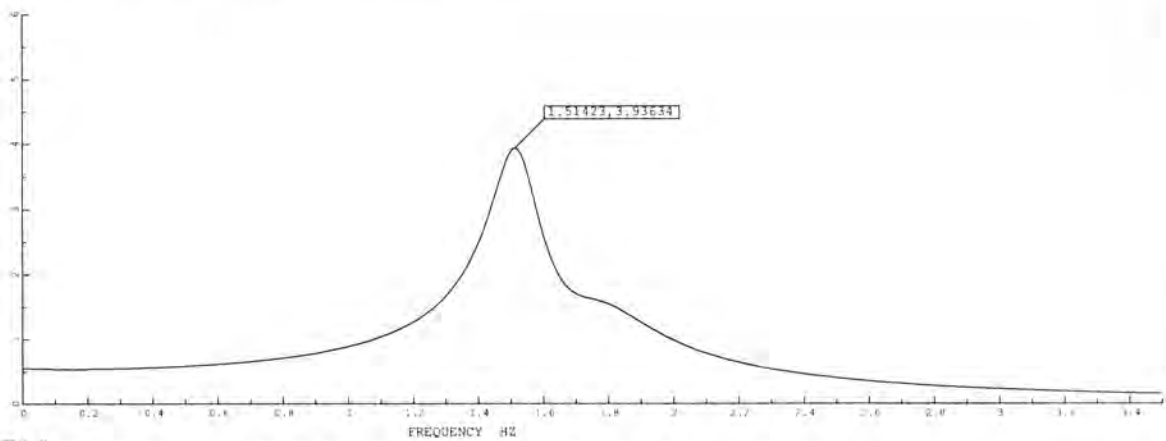
DIAGRAM 2

~SHOW\*

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5,8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

TR2 MOT66\_2 MOT6\_2 0 P2 POWER PU 10.0000 MW (MAGN.)



STAR

JOB SAMK1

DATE 30 JUL 2006 TIME 11:45:00

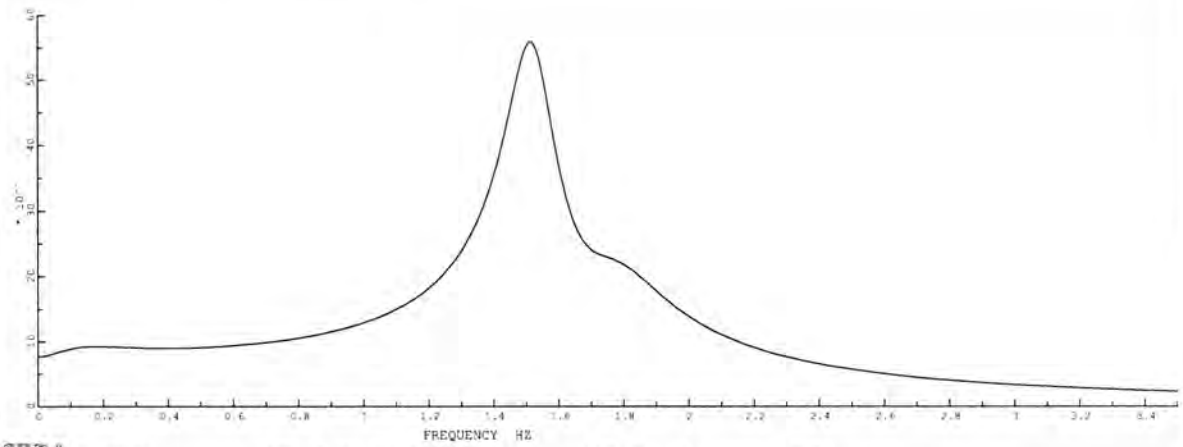
DIAGRAM 1

~SHOW\*

EN RÖTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

NODE MOT66\_2 U PHASE AB PU 66.0000 KV (MAGN.)



STR

JOB SAMK1

DATE 30 JUL 2006 TIME 11:45:00

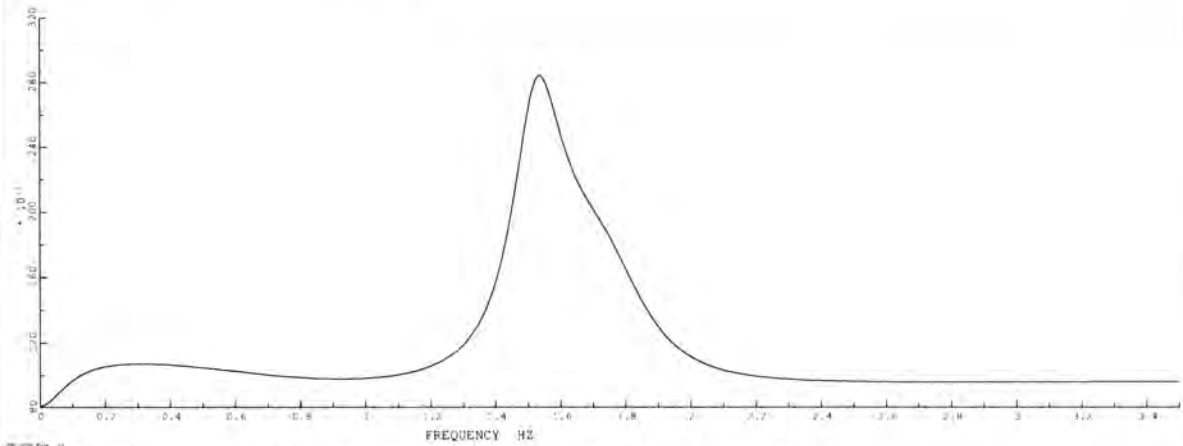
DIAGRAM 4

SIMNOR

EN RÖTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

NODE GEN16\_2 U PU 16.6000 KV (MAGN.)



STR

JOB SAMK1

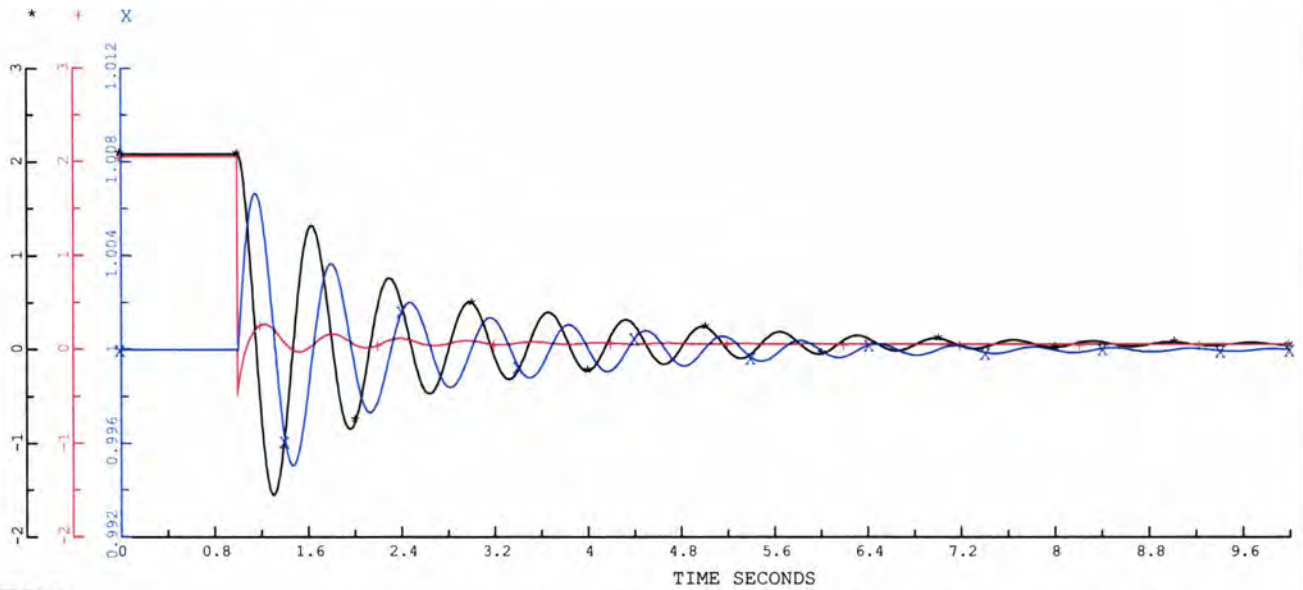
DATE 30 JUL 2006 TIME 11:45:00

DIAGRAM 3

SIMNOR

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66\_2 MOT6\_2 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4\_2 GEN16\_2 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1\_2 SPEED PU



STRI

JOB SAMK1

DATE 30 JUL 2006 TIME 12:00:44

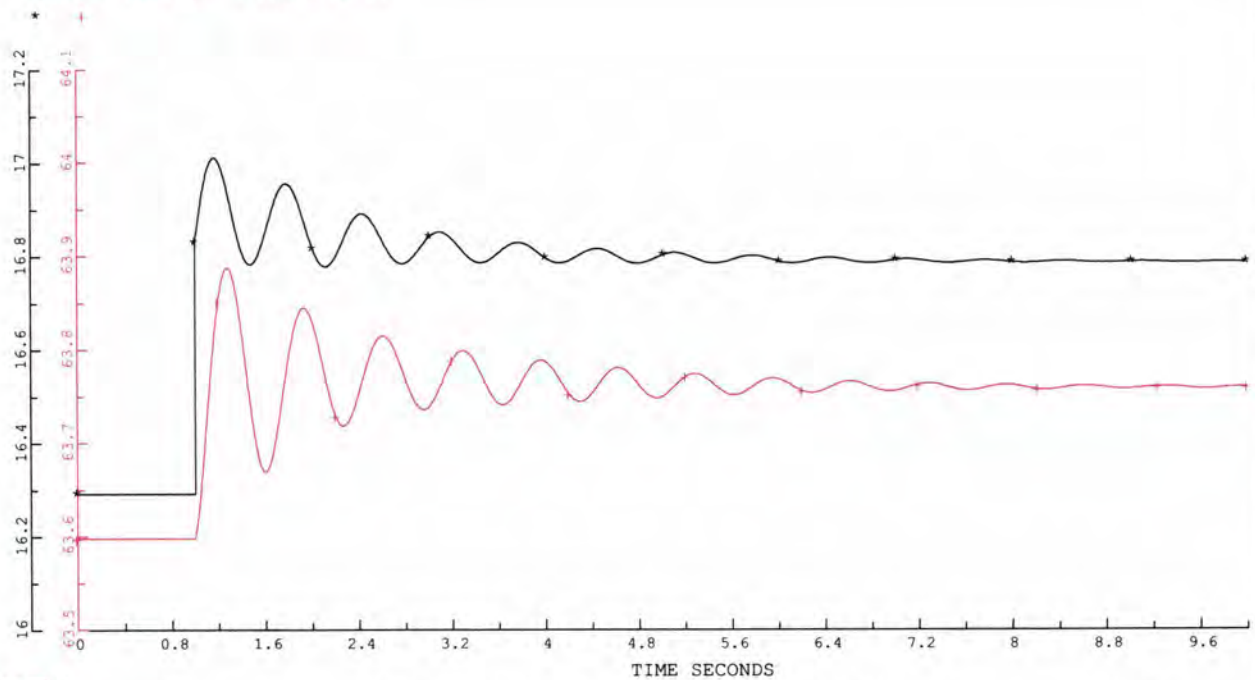
DIAGRAM 2

SIMPOW R

10.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE GEN16\_2 U KV  
+=NODE MOT66\_2 U PHASE AB KV



STRI

JOB SAMK1

DATE 30 JUL 2006 TIME 12:00:44

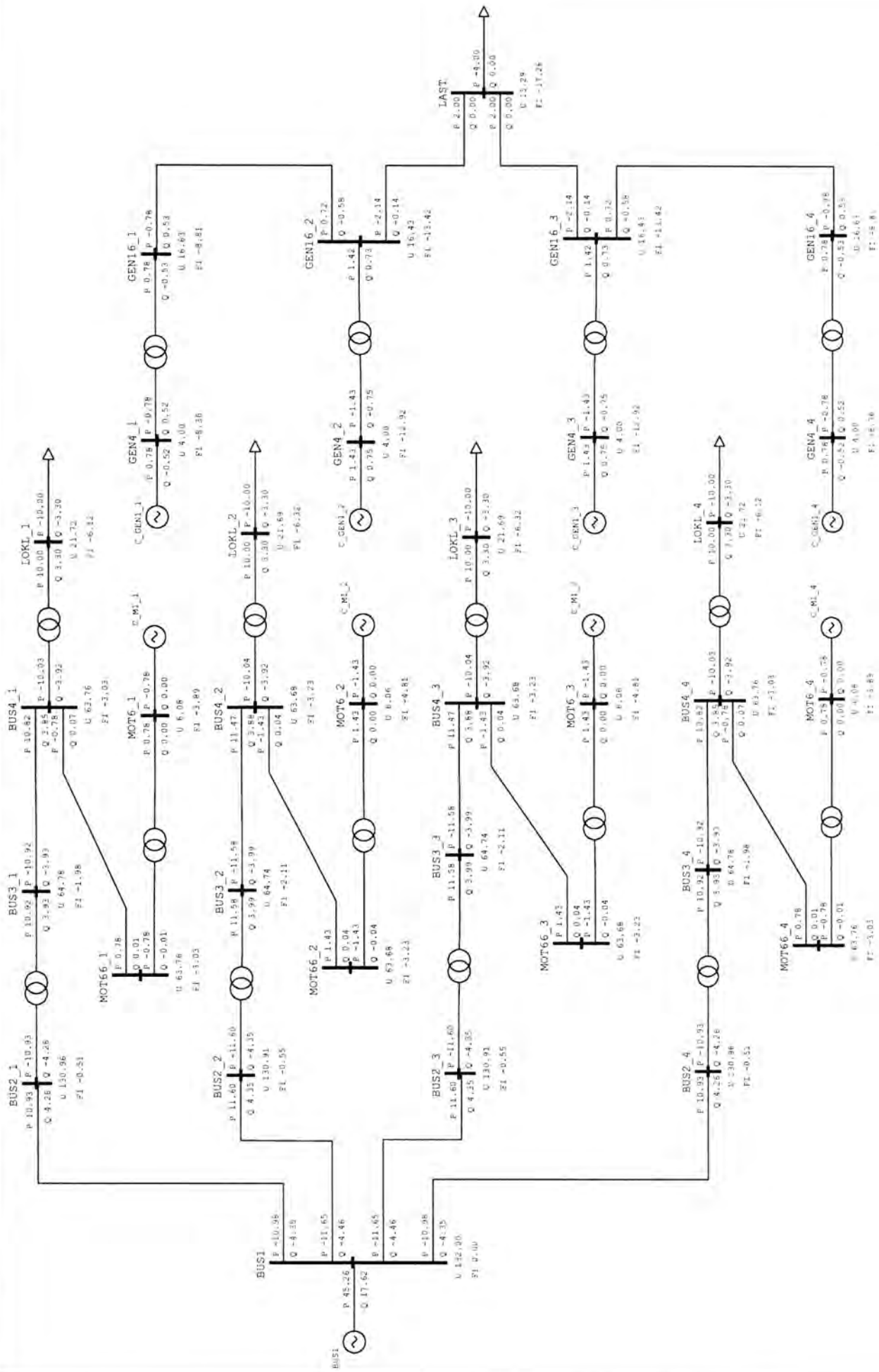
DIAGRAM 1

SIMPOW R

10.2.101

**G.13 Samkjøring, tilfelle 2****Figur:** Lastflyt**Graf 1:** Frekvensrespons  $P_3$  aggregat nr 1.**Graf 2:** Frekvensrespons  $P_3$  aggregat nr 2.**Graf 3:** Frekvensrespons  $U_{mot66\_2}$  for aggregat nr 2.**Graf 4:** Frekvensrespons  $U_{gen16\_2}$  for aggregat nr 2.**Graf 5:** Sprangrespons  $P_1$ ,  $P_3$  og  $\omega_a$  for aggregat nr 2.**Graf 6:** Sprangrespons  $U_{gen16\_2}$  og  $U_{mot66\_2}$  for aggregat nr 2.*Spenningsvariasjoner ved sinusformet belastning, 1.51 Hz:*

Node	Stasjonær spenning [kV]	Minimal spenning [kV]	Maksimal spenning [kV]	$\Delta U$ [%]
MOT6_1	6.08	6.08	6.09	0.16
MOT66_1	63.76	63.71	63.80	0.14
LOKL_1	21.72	21.70	21.73	0.14
GEN4_1	4.00	3.99	4.01	0.50
GEN16_1	16.63	16.59	16.66	0.42
MOT6_2	6.06	6.06	6.07	0.17
MOT66_2	63.68	63.62	63.74	0.18
LOKL_2	21.69	21.67	21.71	0.18
GEN4_2	4.00	3.99	4.02	0.75
GEN16_2	16.43	16.36	16.40	0.85
LAST	15.29	15.15	15.43	1.83



ACTIVE/REACTIVE POWER IN MW AND MVAR  
 VOLTAGES MAGNITUDE AND ANGLE IN KV AND DEGREES (PHASE TO PHASE VOLTAGES)

**STRAL**  
 DATE: 30 JUN 2006 TIME: 12:43:05

JOB: SAMK2  
 GRF: SAMK2

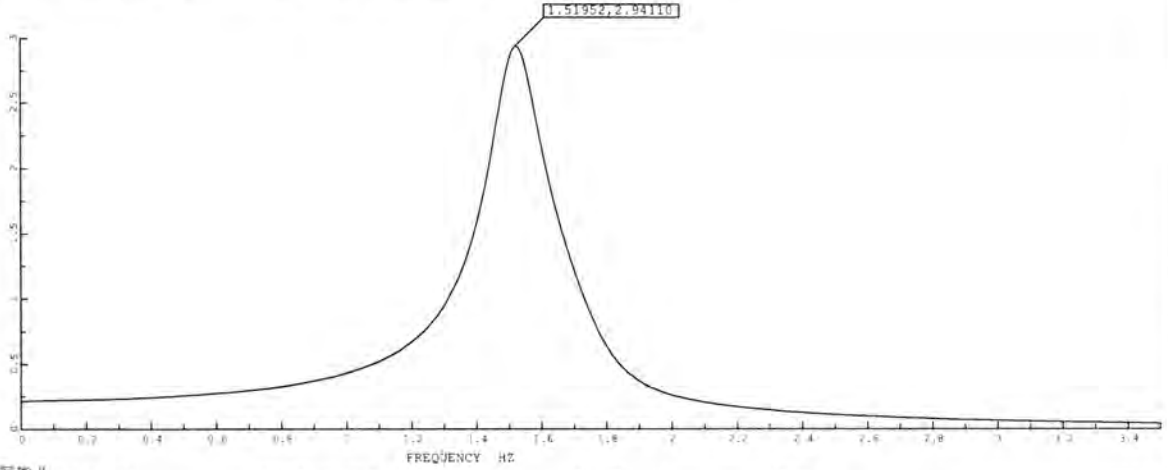
EN ROTERENDE OMFORMER MED YTELSE 5.8MVA SOM HAR EN VARIERENDE  
 LAST PAA GENERATORKLEMMENE.

SIMPOWR

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

TR2 MOT66\_1 MOT6\_1 0 P2 POWER PU 10.0000 MW (MAGN.)



STR

JOB SAMK2

DATE 30 JUL 2006 TIME 13:23:14

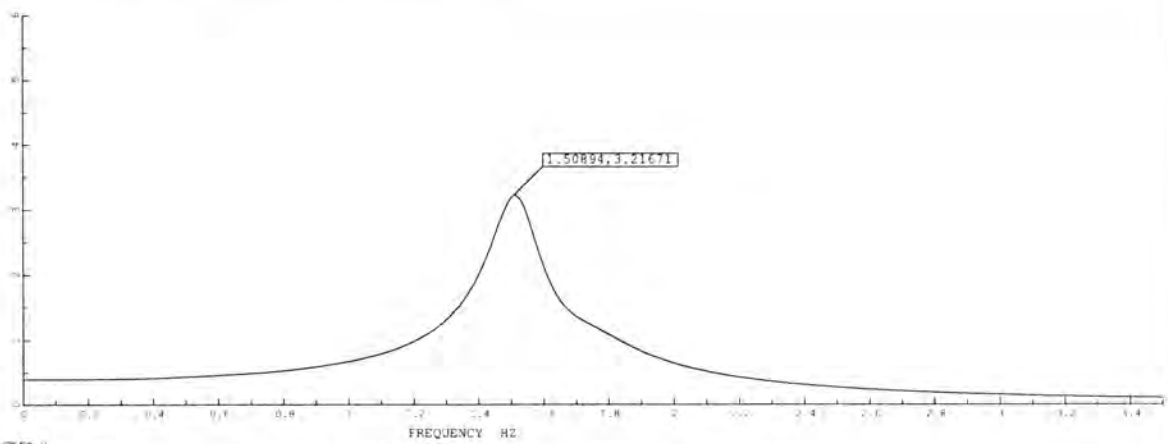
DIAGRAM 2

WINDOW 1

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

TR2 MOT66\_2 MOT6\_2 0 P2 POWER PU 10.0000 MW (MAGN.)



STR

JOB SAMK2

DATE 30 JUL 2006 TIME 13:23:14

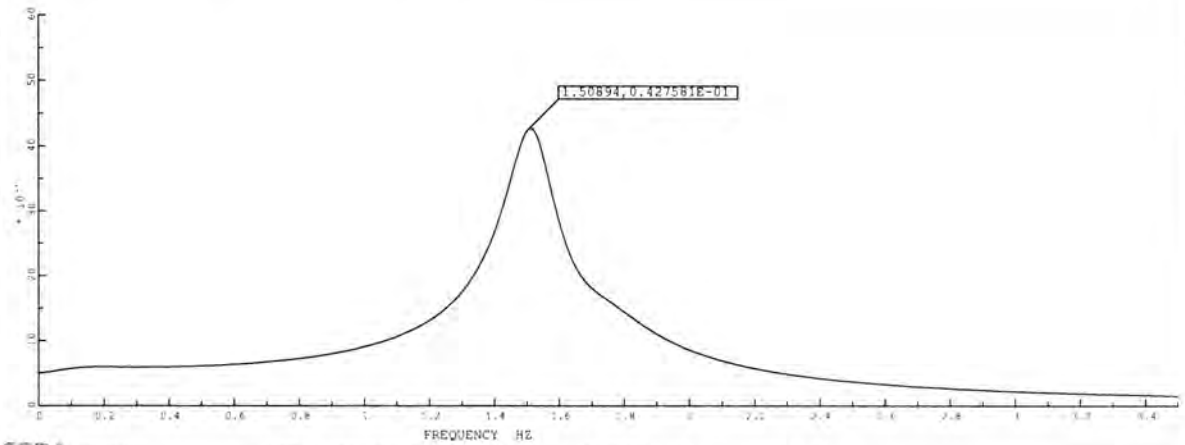
DIAGRAM 1

WINDOW 1

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

NODE MOT66\_2 U PHASE AB PU 66.0000 KV (MAGN.)



STR

JOB SAMK2

DATE 30 JUL 2006 TIME 13:23:14

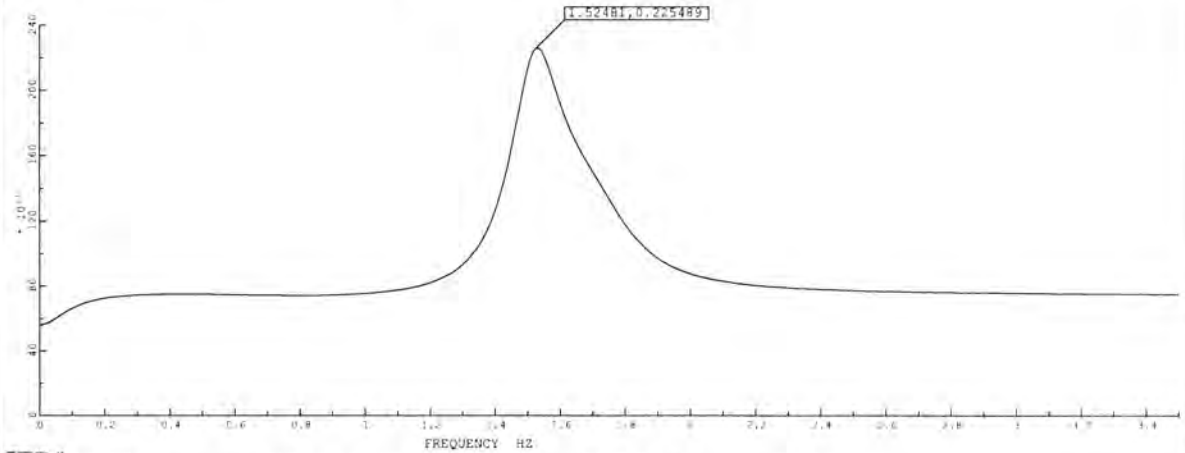
DIAGRAM 4

~IMPW~

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

PERTURBING QUANTITY: MISCSOURCE LOCAL EQUATION NO: 1 PU

NODE GEN16\_2 U PU 16.6000 KV (MAGN.)



STR

JOB SAMK2

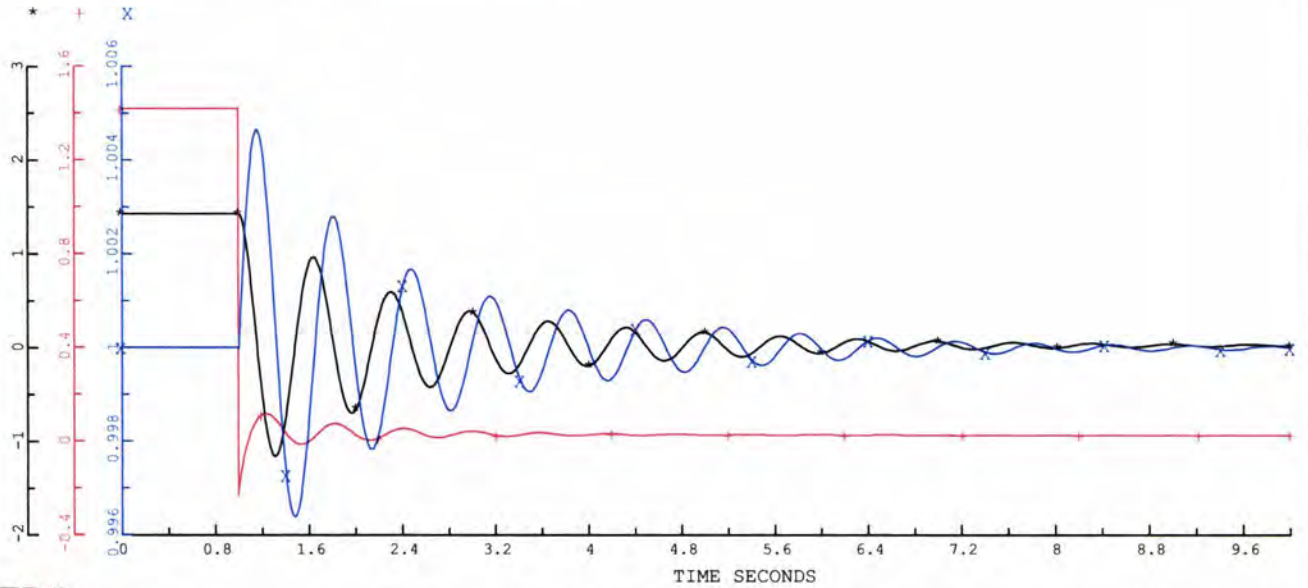
DATE 30 JUL 2006 TIME 13:23:14

DIAGRAM 3

~IMPW~

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=TR2 MOT66\_2 MOT6\_2 0 P2 POWER MW  
+=TR2 GEN4\_2 GEN16\_2 0 P2 POWER MW  
X=SYNC C\_GEN1\_2 SPEED PU



STRI JOB SAMK2

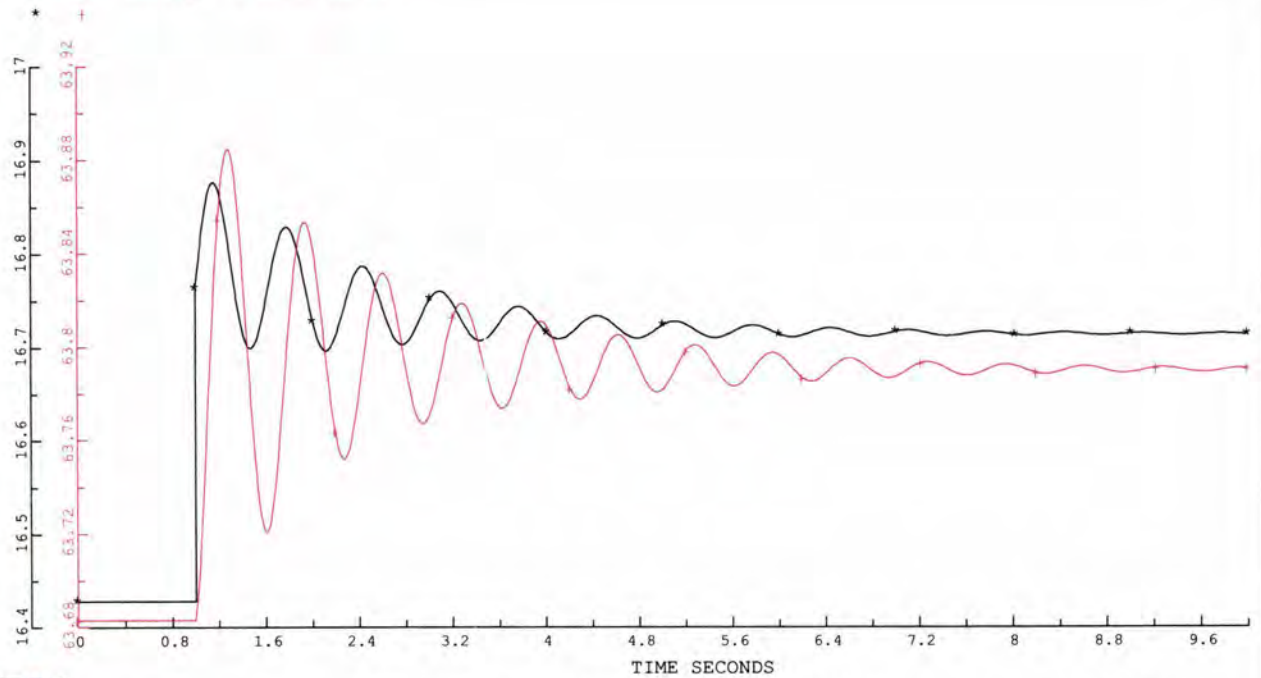
DATE 30 JUL 2006 TIME 13:17:53

DIAGRAM 2

SIMPOW R 10.2.101

EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA

\*=NODE GEN16\_2 U KV  
+=NODE MOT66\_2 U PHASE AB KV



STRI JOB SAMK2

DATE 30 JUL 2006 TIME 13:17:53

DIAGRAM 1

SIMPOW R 10.2.101



## H Om notasjon

Det er forsøkt å holde symbolbruken gjennom hele rapporten konsekvent. Vanlige konvensjoner for symbolbruk er benyttet, slik at  $U$  refererer til en spenning,  $I$  til en strøm, osv. Videre er det benyttet notasjon som beskrevet under:

**Viserstørrelser** Store bokstaver

**Effektivverdier** Store bokstaver

**Amplitudeverdier** Store bokstaver med hatter ( $\hat{I}$ )

**Momentanverdier** Små bokstaver

**Parametre** Store bokstaver

**Vektorer og matriser** Uthevet, stor skrift

**Vinkler og vinkelhastigheter** Greske bokstaver

Det er ikke gjort forsøk på å skille komplekse viserstørrelser fra effektivverdier. Der det kan oppstå tvil, er effektivverdiene markert ut med tallverdimerker, slik at effektivverdien til viserstørrelsen  $I$  er  $|I|$ .

Det er heller ikke gjort forskjell på parametre og variable som er markert med store bokstaver, annet enn at disse har ulike symboler. For eksempel er  $K$ ,  $R$  og  $X$  alltid parametere, mens  $U$ ,  $I$  og  $t$  alltid er variable.

## I Datafiler

### En 5.8 MVA omformer med overliggende nett

Følgende filer er på vedlagte CD og på de neste sidene.

*omformer.optpow*

*omformer.dynpow*

### To parallelle omformere

Følgende filer er på vedlagte CD.

*paromf.optpow*

*paromf.dynpow*

### Samkjøring tilfelle 1

Følgende filer er på vedlagte CD.

*samk1.optpow*

*samk1.dynpow*

### Samkjøring tilfelle 2

Følgende filer er på vedlagte CD.

*samk2.optpow*

*samk2.dynpow*

### DSL-modeller

Følgende fil er på vedlagte CD.

*dsl-modeller.dsl*

### Matlabscript

Følgende fil er på vedlagte CD.

*synkronmaskin.m*

### Målinger Oppdal juni 2006

Målinger ligger på vedlagt CD. Følgende matlabscript leser og behandler målingene. Filene må ligge i samme mappe som målingene.

*scop.m*

*fill.m*

*stat.m*

### Behandling av målinger på Oppdal mars 1999

Følgende fil er på vedlagte CD. Filen forutsetter at måleresultatene ligger på stasjon E:

*oppdal1999.m*

## I.1 Omformer.optpow

EN ROTERENDE OMFORMER MED YTELSE 5.8MVA SOM HAR EN  
VARIERENDE LAST PAA GENERATORKLEMMENE.

\*\*

CONTROL DATA

LONG 0

POUTF -2

END

GENERAL

SN 10

END

NODES

BUS1	UB 132	
BUS2	UB 132	
BUS3	UB 66	
BUS4	UB 66	
LOKL	UB 23	
BUS6	UB 10.5	
MOT66	UB 66	
MOT6	UB 6.3	
GEN4	UB 4	PHASE 1
GEN16	UB 16.6	PHASE 1
LAST	UB 16.6	PHASE 1

END

LINES

!!! Trefasenett

BUS1	BUS2	TYPE 2	R 0.151	X 0.411	B 0.0000000558	L 40
BUS3	BUS4	TYPE 2	R 0.151	X 0.386	B 0.00000208	L 20.9
BUS4	MOT66	TYPE 2	R 0.123	X 0.178	B 0.00009468	L 0.219

!!! Enfasenett

GEN16	LAST	TYPE 1	R 0.21	X 0.21	L 10
-------	------	--------	--------	--------	------

END

TRANSFORMERS

BUS2	BUS3	SN 50	UN1 132	UN2 66	ER12 0.0042	EX12 0.116
BUS4	LOKL	SN 16	UN1 66	UN2 23	ER12 0.0045	EX12 0.0801
BUS4	BUS6	SN 10	UN1 66	UN2 10.5	ER12 0.0050	EX12 0.080 NCON 1
MOT66	MOT6	SN 4.4	UN1 66	UN2 6.3	ER12 0.0054	EX12 0.079

```
GEN4 GEN16 SN 4.0 UN1 4 UN2 16.6 ER12 0.0129 EX12 0.031
END
```

## ROTARY CONVERTERS

```
C_GEN1 GEN4 SN 5.8 UN 4 XD 1.40 XQ 0.68 RA 0.0091 POLES 4
      MOTOR=C_M1 CTETA 0.
C_M1 MOT6 SN 6.2 UN 6.3 XD 1.26 XQ 0.56 RA 0.0011 POLES 12
END
```

## LOADS

```
LAST P=4.0 Q=0.00 ND 1
LOKL P=10.0 Q=3.3
END
```

## POWER CONTROL

```
BUS1 TYPE NODE RTYP SW U 132.0 FI 0.0
BUS6 TYPE NODE RTYP PQ P 0 Q 0 NCON 1
C_M1 TYPE ROTA RTYP Q Q 0.0
C_GEN1 TYPE ROTA RTYP U U 4.0
END
```

## OUTPUT

```
ALL
GRAPH
SCALE 1
DRAW *
EGRAPH
END
END
```

## I.2 Omformer.dynpow

```
EN ROTERENDE OMFORMER YTELSE: 5.8 MVA
```

```
**
```

```
!Denne filen er "justert" mandag 17. oktober 2005 (MTP/TT).
```

## CONTROL DATA

```
TEND 20
LONG 0
SPL 0.1
TETL 10000
LOADM YES
```

```
NPRD 15000
TOL 0.001
!FREQ YES
END

GENERAL
  NREF 2 FN 50 16.66666667 REF BUS1 C_GEN1
END

NODES
  BUS1 TYPE 1
END

LOADS
  LAST NO 1 MP 0 MQ 0 PAMP .2 FP 1.57
END

FREQ-SCANNING
  1 comp miscsource start 0 stop 10 step 0.1 eq=1
END

MISC
  source last n=1 TYPE=dsl/freqsource/
END

DSL_TYPES
  freqsource(n1,p0/0./,q0/0./)
  DCREG(E1,SE1,E2,SE2,UD,UQ,ID,IQ,RC,XC,KM,REXF,TF,KF,
        KA,VRMIN,VRMAX,LEXF,VS/0/,UF,UFO)
  Borstelos(E1,SE1,E2,SE2,VS/0./,KD,VRMAX,VRMIN,KA,TF,
            KF,LEXF,REXF,KM,KC,IF,UD,UQ,ID,IQ,RC,XC,UF,UFO)
END

SYNCHRONOUS MACHINES
!Her følger data for "retunet" omformermodell (TT 7. oktober 2004):
C_M1 MOT6 TYPE 2 SN 6.2 UN 6.3 XD 1.26 XQ 0.56 RA 0.0011 XA 0.11
  XDP 0.29 XDB 0.21 XQB 0.43 TDOP 8 TDOB 0.1 TQOB 0.1 D 0.1
  H 1.2246 VREG 5 V1D 1 V2D 1.2 SE1D 0.098 SE2D 0.36

C_GEN1 GEN4 TYPE 2 SN 5.8 UN 4.0 XD 1.40 XQ 0.68 RA 0.0091
  XA 0.11 XDP 0.25 XDB 0.17 XQB 0.19 TDOP 5 TDOB 0.1 TQOB 0.1
  D 0.1 H 1.3754 VREG 2 CNODE GEN16 V1D 1 V2D 1.2 SE1D 0.091
  SE2D 0.321
```

!KRAFTVERK. FRAKOPILET.

KRAFTV BUS6 TYPE=2 SN=10 UN=10.5 H=2.59 RA=0.00219  
 XD=1.28 XDP=0.298 XDB=0.219 XQ=0.78 XQB=0.14  
 XA=0.097 TDOP=6.7 TDOB=0.05 TQOB=0.25  
 V1D=1.0 V2D=1.2 SE1D=0.1 SE2D=0.3 VREG 1 ncon 1

!! MOTOR MED DEMPEVIKLINGER

! C\_M1 MOT6 TYPE 2A SN 6.2 UN 6.3 XD 1.26 XQ 0.56 RA 0.0011 XA 0.11  
 ! XDP 0.29 XDB 0.17 XQB 0.19 TDOP 8 TDOB 0.1 TQOB 0.1 D 0.1  
 ! H 1.2246 VREG 1  
 END

REGULATORS

! LIKESTRØMS FELTMASKIN

1 TYPE DSL/DCREG/ NSWS 1 SWS 0 RC 0.0 XC -0.08 KA 336.7 REXF 89.9  
 LEXF 94.2 VRMAX 2.9 VRMIN -2.9 KF 12.174 TF 1.5  
 KM 202.9 E1 2.35 E2 3.29 SE1 0.125 SE2 0.35

2 TYPE DSL/DCREG/ NSWS 1 SWS 0 RC 0.0 XC 0.00 KA 336.7 REXF 89.9  
 LEXF 94.2 KF 12.174 TF 1.5 VRMAX 2.9 VRMIN -2.9  
 KM 202.9 E1 2.35 SE1 0.125 E2 3.29 SE2 0.35

! BØRSTELØS MAGNETISERING. VED BRUK AV DEMPETILSATS SETTES KF = 3.35  
 ! OG TF = 1.6

3 TYPE DSL/BORSTELOS/ NSWS 1 SWS 0 RC 0.0 XC -0.08 KA 34.0  
 LEXF 19.311 REXF 11.855 KF 16.8 TF 1.5 VRMAX 2.9 VRMIN -2.9  
 KD .286 KC .150 KM 279.4 E1 3.23 SE1 0 E2 4.53 SE2 0

4 TYPE DSL/BORSTELOS/ NSWS 1 SWS 0 RC 0.0 XC 0.0 KA 30  
 REXF 11.855 LEXF 19.311 KF 16.8 TF 1.5 VRMAX 2.9 VRMIN -2.9  
 KD 0.286 KC 0.150 KM 279.4 E1 3.23 SE1 0 E2 4.53 SE2 0

! Statisk magnetisering

5 TYPE BBC1 NSWS 1 SWS 15 RC 0.0 XC -0.08 K 575.6 T1 0.0033  
 T2 0.2 T3 0.0033 T4 0.08 UEMAX 6.58 UEMIN -6.58

!DEMPETILSATS FOR LIKESTRØMS FELTMASKIN

11 TYPE PSS3 SWI 1 A1 0 A2 0 A3 0 A4 0 A5 0 A6 0  
 T1 10 T2 .2 T3 2 T4 .25 T5 1 T6 20 KS -.004  
 VSMAX .15 VSMIN -.15

!DEMPETILSATS FOR BØRSTELØS MAGNETISERING

13 TYPE PSS3 SWI 1 A1 0 A2 0 A3 0 A4 0 A5 0 A6 0

```
T1 6 T2 .2 T3 4 T4 .2 T5 1 T6 20 KS -.011
VSMAX .15 VSMIN -.15
```

```
!DEMPETILSATS FOR STATISK MAGNETISERING
```

```
15 TYPE PSS3 SWI 1 A1 1 A2 0 A3 0 A4 0 A5 6 A6 0
T1 0.17 T2 0.08 T3 .17 T4 0.08 T5 1 T6 2.25
KS .03 VSMAX .15 VSMIN -.15
```

```
END
```

```
TABLES
```

```
1 TYPE OF 0 1 1 1 1 0.0
```

```
END
```

```
END
```

```
END
```

## Referanser

- [1] IEC 61000-4-15 Ed 1.1. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques - Section 15: Flickermeter - Functional and design specifications*. 2003.
- [2] IEEE Std 421.5-1992. *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*. 1992.
- [3] P. M. Anderson og A. A. Fouad. *Power System Control and Stability*. Iowa State University Press, 1977.
- [4] ASEA. *Beskrivning samt instruktion för inkoppling, idrifttagning och felsökning av spänningsregulator typ YGUA med thyristorströmriktare och med enfasig mätkrets*, 1968.
- [5] Jens G. Balchen, Trond Andresen og Bjarne A. Foss. *Reguleringsteknikk*. Institutt for teknisk kybernetikk, NTNU, 2003.
- [6] Stefan Borsos. VG Power, Västerås, Sverige, e-post, 2006.
- [7] Steinar Danielsen. Beregningsmodeller for jernbanens roterende omformere. Prosjektoppgave, NTNU, 2001.
- [8] Steinar Danielsen. Spenningsregulator med statorstrøm- og feltstrømbegrensning for jernbanens roterende omformere, 2002.
- [9] Hans H. Faanes og Øyvin Skarstein. *TET 4180 Stabilitet i elkraftsystemer*. NTNU Institutt for elkraftteknikk, 2004.
- [10] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr. og Stephen D. Umans. *Electric Machinery*. McGraw-Hill, 6 utgave, 2003.
- [11] Charles I. Hubert. *Electric Machines*. Prentice Hall, 2002.
- [12] D. Iannuzzi og R. Rizzo. Disturbance observer for dynamic estimation of friction force in railway traction systems. 2003.
- [13] Lilit Kovudhikulrungsri, Daisuke Tateishi og Takafumi Koseki. Readhesion control of single-inverter-multiple-motor ac traction drives for electric railways by using multirate sampling observer. 2003.
- [14] Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw Hill, 1994.
- [15] Jan Machowski, Janusz W. Bialek og James R. Bumby. *Power System Dynamics and Stability*. John Wiley and Sons, 1997.
- [16] Robert Nilssen. Professor, NTNU, muntlig kilde, 2006.



- [17] Tore Nordin, Lennart Wretman og Ove Grundstedt. *Svenska Ellok.* Tryckindustri, 1998.
- [18] NVE. *Forskrift om leveringskvalitet i kraftsystemet*, 2004.
- [19] Chee-Mun Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. Prentice Hall, 1998.
- [20] Statnett. *Spesifikasjon for regulerings-tekniske krav til magnetiserings-systemer og dempetilsatser*, 2004.
- [21] Øyvind Stensby. *Stabilitet i banestrømforsyningen*. Prosjektoppgave, NTNU, 2006.
- [22] Stefan Östlund. *Elektrisk Traktion*. Institutionen för Elektrotekniska System, Elektriska Maskiner och Effektelektronik, KTH, 5 utgave, 2001.
- [23] STRI. *SIMPOW User Manual*, 2004.
- [24] Per Sture. *Elektrifisering av jernbanen i norge*, 1998.
- [25] Trond Toftevaag, Magni Pålsson og Oddgeir Rogseth. *Målinger under prøveinstallasjon av statisk magnetisering med dempetilsats (PSS) samt analyse av resultater, Oppdal omformerstasjon, Mars 1999*. februar 2000.
- [26] Trond Toftevaag og Magni T. Pålsson. Modern electric traction in integrated XXIst century Europe. I *Low-frequency oscillations in the Norwegian electric traction power supply system caused by interaction between the supply system and propulsion machinery — Analysis and Consequences*. SINTEF Energy Research, Trondheim, Norway, 2005.
- [27] Michihiro Yamashita og Tomoki Wantanabe. *Readhesion control method without speed sensors for electric railway vehicles*. 2005.
- [28] YTB. *Tyristorströmriktare YGUF*, 1976.