

*Universitetet i Bergen*  
*Institutt for fysikk og teknologi*



*Mastergradsoppgave i*  
*målevitenskap og instrumentering*

*Tilstandsovervåkning av undervanns*  
*motordrift med lange forsyningskabler*

*av*

*Stian Stjernberg*

**Juni 2010**

## Forord

Mastergradsoppgaven markerer slutten på mine studier ved Universitetet i Bergen. Jeg har hatt to meget lærerike år og har virkelig følt at målevitenskap og instrumentering har passet for meg.

Jeg vil benytte anledningen til å takke Bjørn Tore Hjertaker for god veiledning, og tilrettelegging i forbindelse med overgangen fra Høyskolen i Bergen til Universitetet i Bergen.

Jeg vil også takke Lasse Sivertsen ved Høyskolen i Bergen for god oppfølging og veiledning. Det har vært til stor hjelp at Høyskolen i Bergen har stilt lokaler og utstyr til disposisjon for oss under arbeidet med mastergradsoppgaven.

X

---

Stian Stjernberg

## **Sammendrag**

Hensikten med denne mastergradsoppgaven er å sette opp et testanlegg bestående av forsyningskabel og induksjonsmotor for å teste om tilstandsovervåkning kan utføres ved strømanalyse av lange forsyningskabler. Det skal videre undersøkes om forskjellige typer motorfeil kan detekteres, samt om det er mulig å benytte vanlig teori for motorstrømsanalyse på denne typen applikasjoner ved å foreta kontrollerte eksperimenter på induksjonsmotorer med innlagte feil. Det skal også simuleres og konstrueres en kabelmodell som tilsvarer en motorkabel på 20 km nedskalert i forhold til testutstyr, samt utarbeide forslag til hvordan målesystemet kan automatiseres og implementeres.

Strømanalyse av asynkronmotor med lange forsyningskabler viser seg å være en god metode for å detektere forskjellige feilkonfigurasjoner i motoren. Teori stemmer overens med de praktiske måleobservasjonene og gir klare indikasjoner på at forskjellige motorfeil kan detekteres ved hjelp av strømanalyse.

# Innholdsfortegnelse

Introduksjon .....	2
1.1 Systemkomponenter .....	5
2 Induksjonsmotoren .....	6
2.1 Konstruksjon .....	6
2.1.1 Stator .....	6
2.1.2 Rotor .....	7
2.2 Virkemåte .....	8
2.2.1 Induksjonsprinsippet .....	8
2.2.2 Roterende magnetfluks .....	9
2.2.3 Sakking .....	12
2.2.4 Fluks og mmk-balanse .....	13
2.2.5 Startkarakteristikk for kortslutningsmotor .....	16
3 Feil i induksjonsmotorer .....	17
3.1 Lagerfeil .....	18
3.1.1 Materialtretthet .....	18
3.1.2 Forurensing og korrosjon .....	19
3.1.3 Uriktig smøring .....	19
3.1.4 Common mode .....	19
3.1.5 Installasjonsproblemer .....	20
3.2 Stator- og armaturfeil .....	21
3.2.1 Termisk aldring .....	22
3.2.2 Termisk overbelastning .....	23
3.2.3 Cycling .....	23
3.2.4 Dielektrisk stress .....	24
3.2.5 Tracking .....	24
3.2.6 Korona .....	24
3.2.7 Transiente spenninger .....	25
3.2.8 Spoleforskyvning .....	25
3.2.9 Rotorforskyvning .....	25
3.2.10 Omgivelsesstress .....	26
3.3 Rotorfeil .....	27
3.3.1 Termisk overbelastning .....	27
3.3.2 Termisk ubalanse .....	28
3.3.3 Hot spots .....	28
3.3.4 Gnistdannelse .....	29
3.3.5 Elektromagnetisk stress .....	30
3.3.6 Elektromagnetisk trekkraft (eksentrisitet) .....	30
3.3.7 Elektromagnetisk støy og vibrasjon .....	31
3.3.8 Dreiemoment .....	32

3.3.9	Sentrifugalkraft .....	32
4	Kabel .....	34
4.1	Resistans .....	34
4.2	Kapasitans og induktiv reaktans .....	35
4.3	Komponent-parametre .....	37
4.4	Linjelikningen .....	39
4.4.1	Eksakt $\pi$ -skjema .....	42
4.4.2	Forenklet ekvivalentskjema .....	44
4.4.3	Beregning av umbilical .....	45
4.5	Beregning av kabelmodell .....	48
4.5.1	Bode-plot.....	51
4.6	Bygging av kabelmodell .....	54
4.6.1	Induktans .....	54
4.6.2	Resistans .....	55
4.6.3	Kapasitans .....	55
4.6.4	Konstruksjon .....	56
5	Tilstandsovervåking ved motorstrømanalyse .....	57
5.1	Motorstrømanalyse .....	57
5.1.1	Rotorfeil .....	59
5.1.2	Statisk og dynamisk rotoreksentrisitet .....	62
5.1.3	Lagerfeil .....	64
5.1.4	Statorvindingsfeil .....	67
6	Eksperimenter .....	68
6.1	Det eksperimentelle oppsettet .....	68
6.1.1	Motorfeil .....	70
6.1.2	Strømomformer .....	71
6.1.3	Spektrumsanalysator .....	72
6.1.4	LabVIEW .....	73
6.1.5	Måleusikkerhet og bakgrunnsstøy .....	73
6.2	Eksperimentene .....	77
6.2.1	Detektering av rotorfeil .....	77
6.2.2	Detektering av eksentrisk rotor .....	79
6.2.3	Detektering av lagerfeil .....	80
7	Konklusjon .....	82
8	Videre arbeid .....	84
9	Referanseliste .....	85

## Figurliste

Figur 1-1 Illustrasjon av Statoils Tyrihans felt [1].	2
Figur 1-2 Eksempel på et subsea motordrift-system.	5
Figur 2-1 Typisk asynkronmotor med kortslutningsrotor [14].	7
Figur 2-2 Bevegende magnet over ledende stige [13].	8
Figur 2-3 Stige lukket rundt sin egen akse som danner et bur [13].	9
Figur 2-4 Elementær stator med terminalene A, B og C tilkoblet en 3-fase kilde (ikke vist). Strømmer som flyter fra leder nøytral punkt (N) regnes for å være positive [13].	10
Figur 2-6 Fluks og mmk i belastet maskin (kortslutningsrotor med 16 ledere i 2-polet felt) [11].	14
Figur 2-7 Viserdiagram for strøm og mmk i en induksjonsmaskin [11].	16
Figur 3-1 Kulelager-geometri [16].	18
Figur 3-2 Feilinnstilling av lagre [17].	20
Figur 3-3 Stjerner koblet stator med potensielle feiltyper [6].	21
Figur 3-4 Total vindingstemperatur vs. levetid [6].	22
Figur 3-5 Rotorstav som forskyves i rotorspor [15].	30
Figur 3-6 Ulike typer eksentrisitet.	31
Figur 3-7 % eksentrisitet Vs økning i db nivå (magnetisk bånd) [15].	32
Figur 4-1 Elektrisk overføringskabel av typen 6/10 (12) kV, 3 leder kopper XLPE kabel, Cu skjerm [22].	34
Figur 4-2 En-fase kabel med homogen isolasjon [21].	35
Figur 4-3 H-kabel [21].	36
Figur 4-4 Overføring, en-fase [21].	39
Figur 4-5 Ekvivalentskjema for lengden dx [21].	39
Figur 4-6 $\pi$ -skjema [21].	42
Figur 4-7 Ekvivalent $\pi$ – skjema [21].	43
Figur 4-8 Ekvivalentskjema for kabelmodell [21].	45
Figur 4-9 En-fase ekvivalentskjema.	46
Figur 4-10 Vektordiagram for en-fase [21].	47
Figur 4-11 En-fase ekvivalentskjema for kabelmodell.	49
Figur 4-12 Vektordiagram for en-fase kabelmodell.	50
Figur 4-13 Simulering av kabelmodell i <i>Multisim</i> .	51
Figur 4-14 Bode-plot for kabelmodell i <i>Multisim</i> .	52
Figur 4-15 Kobling av spoler på kabelmodell.	54
Figur 4-16 Kobling av motstander på kabelmodell.	55
Figur 4-17 Kobling av kondensator på kabelmodell.	55
Figur 4-18 En-fase kabelmodell.	56
Figur 5-1 Tradisjonelt MCSA instrumenteringssystem [5].	58
Figur 5-2 Ideelt strømspekter [27].	60
Figur 6-1 Prinsipiell oppbygning av prøvestasjon.	68
Figur 6-2 Oppkobling på teststasjon. Induksjonsmotor og momentvekt.	69
Figur 6-3 Oppkobling på teststasjon. Kabelmodell med vern og bryter.	69
Figur 6-4 Hall-effekt-sensor [14].	71
Figur 6-5 Motortest stasjon. Effektanalysator, spektrumsanalysator og bærbar PC.	73
Figur 6-6 Bakgrunnsstøy måling på motortest stasjon.	76
Figur 6-7 "Frisk" motor vs. motor ved brudd i en rotorstav (35-60 Hz).	77
Figur 6-8 "Frisk" motor vs. motor med brudd i en rotorstav (0-200 Hz).	78
Figur 6-9 "Frisk" motor vs. motor med brudd i tre rotorstaver (35-60 Hz).	78
Figur 6-10 Motor med brudd i en rotorstav vs. motor med brudd i tre rotorstaver (0-100 Hz).	79
Figur 6-11 "Frisk" motor vs. eksentrisk rotorfeil (0-100 Hz).	79
Figur 6-12 "Frisk" motor vs. eksentrisk rotorfeil (600-800 Hz).	80
Figur 6-13 "Frisk" motor vs. motor med stor lager feil (200-400 Hz).	80
Figur 6-14 "Frisk" motor vs. motor med liten lagerfeil (200-400 Hz).	81

## Tabelliste

Tabell 3-1 Stator- og armatur-feil.	21
Tabell 3-2 Rotorfeil.	27
Tabell 4-1 Komponent parametere fra Framo Engineering AS.	37
Tabell 4-2 Teknisk data for XLPE kabel [23].	38
Tabell 4-3 Motordata for motorene på teststasjon.	48
Tabell 4-4 Størrelsen på impedansen pr. fase.	53
Tabell 6-1 Målt impedans i kabelmodell.	75

## Liste over forkortelser

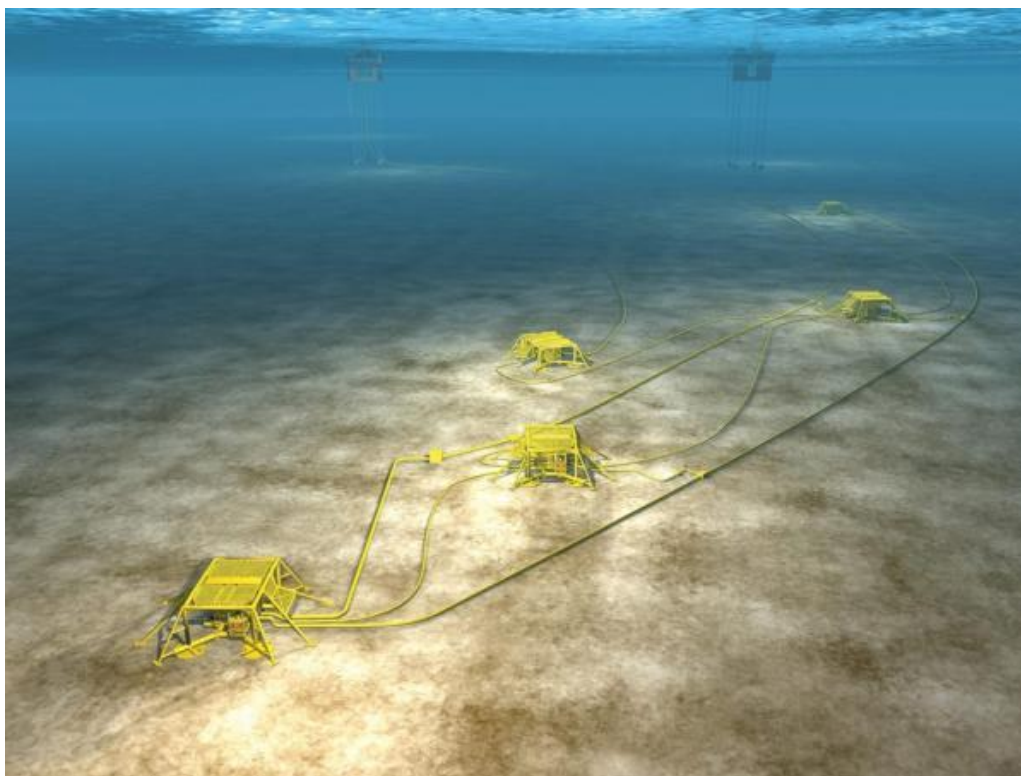
MBT	Motor Bus Transfer – <i>norsk</i> : veksle mellom tilførselskilder til motor
VSD	Variable Speed Drive - <i>norsk</i> : frekvensomformer
MCSA	Motor Current Signal Analysis - <i>norsk</i> : motorstrømsanalyse
FFT	Fast Fourier Transform
NEMA	National Electrical Manufactures Association
RPM	Rounds Per Minute - <i>norsk</i> : omdreininger per minutt
RPS	Rounds Per Second – <i>norsk</i> : omdreininger per sekund
MMK	Magnetomotorisk kraft



## Introduksjon

Offshoreindustrien har i løpet av det siste tiåret gjennomgått store endringer i forhold til andel nyanlegg som bygges subsea. Dette stiller vesentlig endrete krav til de tekniske løsningene. Komplette løsninger for undervannsprosessering vil inkludere for eksempel pumper, separatore og kompressorer. Det vil da være et stort behov for å kunne overvåke tilstanden til denne typen maskiner. Fra brukernes synspunkt er det ønskelig å kjenne tilstanden til roterende maskineri, med tanke på å kunne planlegge vedlikehold, utskiftning og andre tilstandsavhengige operasjoner. Ettersom anlegget ligger under havoverflaten er slike operasjoner både ressurskrevende og væravhengige. Implementering av tilstandsovervåkning under vann gjør i tillegg systemet mer komplekst, og gir dermed mulighet for flere feilkilder samt økte antall gjennomføringer. Per i dag er det begrenset tilgang på tilstandsovervåkingsutstyr på markedet som er tilpasset bruk subsea. Miljøet der overvåkingsutstyret skal implementeres er typisk oljefyllt og trykksatt med et trykk tilsvarende havdypet eller høyere.

Tyrihans feltet til Statoil som vist i Figur 1-1 er et eksempel på utbygging av offshore oljefelt i Norge i nyere tid.



**Figur 1-1** Illustrasjon av Statoils Tyrihans felt [1].

Tyrihans er et undervannsfelt på Trøndelagskysten som skal levere olje og gass til Kristin-plattformen. Utvinningen skjer ved hjelp av fem havbunnsrammer, hvorav én benyttes til injeksjon av sjøvann for å øke trykket i reservoaret. Det skal ved hjelp av pumper suges inn 14.000 m<sup>3</sup> ubehandlet sjøvann hver dag, og deretter injisere dette i reservoaret.

Avstanden mellom motor og frekvensomformer er en 31 km lang kabel som skiller pumpen fra frekvensomformeren. Kabelen strekker seg sørøstover fra Statoils Kristin-plattform og ned til havbunnsanlegget til Tyrihans. Sikker strømforsyning er avgjørende for at pumpene skal ha stabile arbeidsforhold på havbunnen [2].

Hver pumpe kan produsere opp til 2500 kW avgitt effekt med frekvenser opp til 67,7 Hz (ca 4000 rpm). To undervannstrafoer transformerer umbilical-spenningen på 22 kV ned til 6,6 kV, som er induksjonsmotorens driftsspenning [3-4].

Induksjonsmotoren er på mange måter ansett for å være ”arbeidshesten” i industrien, fordi det er den mest brukte elektriske maskinen vi har. I en typisk industrinasjon kan den konsumere mellom 40-50% av den genererte elektriske kapasiteten i landet [5-6]. Motordrevet utstyr spiller ofte en vesentlig rolle i industrien, både økonomisk og iht. sikkerhet for utstyr og personell. Feil-inspeksjoner [7] har rapportert at prosentfeil i en induksjonsmotor typisk er:

- Lager relatert: 41 %
- Stator relatert: 37 %
- Andre 12 %
- Rotor relatert: 10 %

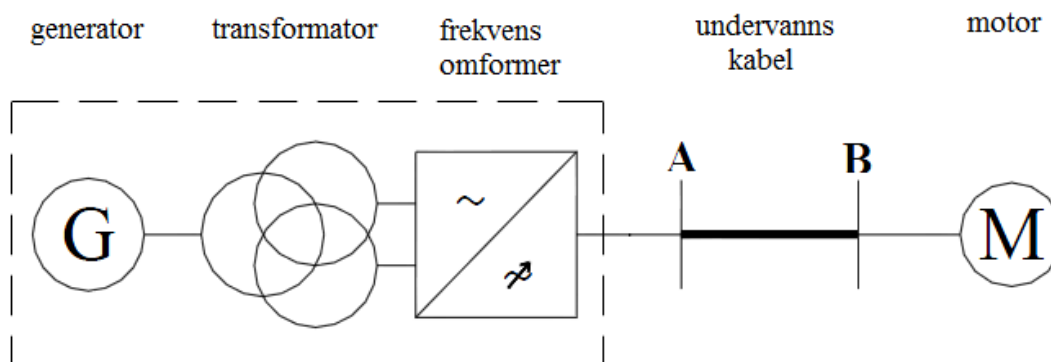
Det er publisert mange ulike teknikker og kommersielle verktøy for overvåking av induksjonsmotorer. Disse teknikkene har til hensikt å redusere uventete feil, redusere ”nedetid”, øke tiden mellom planlagt vedlikehold og å redusere vedlikehold og operasjons kostnader. Drifting av motorer i en usikker tilstand kan også forhindres [5].

Tilstandsovervåking av induksjonsmotorer har i stor grad omhandlet følgende komponenter: stator, rotor eller lager. Selv om varme- og vibrasjonsovervåking er blitt brukt over lengre tid, er det meste av siste tids forskning rettet mot elektrisk overvåking av motoren, spesielt med vekt på analyser av statorstrømmen i motoren. Forskning har vært fokusert på å utnytte informasjonen i statorstrømmens

frekvensspektrum for å registrere rotorfeil assosiert med brudd i rotorstaver og eksentrisitetsfeil [8-9]. Denne teknikken utnytter resultatet av en spektralanalyse av statorstrømmen (tilførselsstrøm) av induksjonsmotoren for å detektere feil eller kommende feil i motoren. En av de store fordelene med denne teknikken er at en ikke trenger fysisk tilgang til motoren, noe som gjør den anvendbar i subsea installasjoner.

Hensikten med dette mastegradsprosjektet er å undersøke om det er mulig å benytte vanlig teori for statorstrømanalyse for overvåking av motorer med lang forsyningskabel. Det er blitt gjennomført kontrollerte eksperimenter på induksjonsmotorer med innlagte feil. Ettersom laboratorieeksperimentene av praktiske grunner blir gjennomført ved lavspenning, er det konstruert en kabelmodell som tilsvarer en 20 km lang høyspentkabel nedskalert til testutstyr. For å gi en forståelse av systemet, måleteknikken og hvilken innvirkning en lang motorkabel har, vil en kort introduksjon til systemkomponentene beskrives i kapittel 1. Teorien bak induksjonsmotoren gjennomgås i kapittel 2, og deretter beskrives feil i induksjonsmotoren i kapittel 3. Kapittel 4 tar for seg kabelteori og kabelmodellen, og kapittel 5 beskriver teorien bak motorstrømanalyse. Det eksperimentelle oppsettet for de gjennomførte eksperimentene er beskrevet i kapittel 6.

## 1.1 Systemkomponenter



Figur 1-2 Eksempel på et subsea motordrift-system.

I og med at det er mange forskjellige aspekter som må taes hensyn til, vil hvert motordrift-system bli spesiallaget for å passe med omgivelsene. Figur 1-2 illustrerer et eksempel på strømtilførsel til en subseamotor. For å kunne regulere hastigheten til motoren, som eksempelvis driver en flerfase pumpe, er motoren spenningsforsynt gjennom en frekvensomformer. Topside plasserte generatorer forsyner frekvensomformeren via en treviklings transformator som mater frekvensomformeren med en tolv puls forsyning. Bruken av flerpulsumformere er medvirkende til å redusere de harmoniske komponentene i strømmettet.

På grunn av den lange distansen mellom strømforsyningen topside og subsea-motoren, brukes det høyspent subsea-kabel for overføringen. I systemer, som illustrert i Figur 1-2, er bruk av umbilicals vanlig. Umbilical er en kabel som inneholder flere komponenter som f.eks strømtilførsel, signalkabler og ”høytrykksrør” som inneholder hydraulikk.

Sjøvannet er jordpotensialet for disse systemene, og jordingen er derfor vanligvis plassert i bunnen av plattformen. Den nominelle spenningen for induksjonsmotorer produsert av Framo Engineering AS, og som brukes i kombinasjon med frekvensomformer, er aldri mer enn 6.6 kV. Effektene for disse motorene varierer typisk fra 0,5 til 3 MW [10].

## 2 Induksjonsmotoren

Induksjonsmaskinen er en elektrisk maskin som nesten bare brukes som motor, og det er den maskinen som i størst grad finnes i industrien. Asynkronmotoren er en vekselstrømsmaskin som arbeider etter induksjonsprinsippet, og den kan utføres både i en- og trefaset versjon. Induksjonsmotorens popularitet skyldes dens enkle konstruksjonen som gjør at den er forholdsvis billig, samt at den trenger lite vedlikehold [11-12].

I de neste avsnittene presenteres konstruksjon og virkemåte for induksjonsmotoren. Det vil bli lagt størst vekt på virkemåte, derunder fluks og magnetomotorisk kraft, ettersom dette er viktige faktorer ved motorstrømsanalyse.

### 2.1 Konstruksjon

Asynkronmotoren med kortslutningsrotor er den vanligste av alle elektriske motorer. Dette skyldes først og fremst at den er enkel i konstruksjon, betjening og vedlikehold. [13].

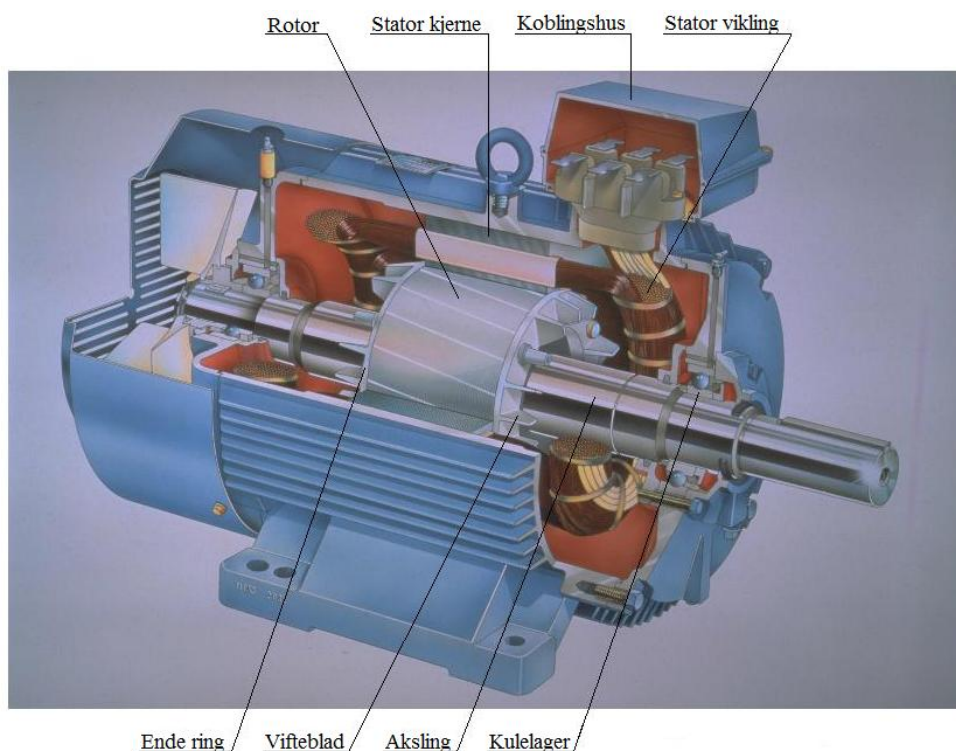
Asynkronmotoren består av to hoveddeler; en ytre stillestående del kalt *statoren*, og en indre roterende del kalt *rotoren*. Rotor er separert fra stator av et lite luftgap som typisk varierer fra 0,4 - 4 mm, avhengig av motoreffekt [11].

#### 2.1.1 Stator

Statorkjernen og statorviklingene i en trefaset induksjonsmotor er lik som i en synkronmaskin. Den eneste forskjellen mellom de to maskinene er i rotoren. Statorhuset i store maskiner er av sveiste stålplater, mens det i mindre maskiner er laget av støpejern, og i små maskiner laget av lettmetall.

Den magnetiske delen av statorkjernen består av jernblikk. Dette blikket er 0,4 - 0,6 mm tykt og er isolert med lakk eller papir. Isoleringen er for å redusere virvelstrømstap. Viklingenes utførelse presenteres nærmere i Kap 2.2. Statorviklingen er maskinens primærvikling, og den er utført som en trefasevikling. Den kan enten kobles i stjerne eller i trekant. I små motorer føres vanligvis begge ender av hver vikling til klemmebrettet slik at lasking enkelt kan koble motoren i stjerne eller trekant. På denne måten kan motoren brukes for to forskjellige spenninger. Hvis hver vikling for eksempel er utført for 220 V, kan motoren kobles til  $\sqrt{3} \cdot 220 = 380$  V nettspenning i stjernekobling og 220 V i trekantkobling. Større

trefasemotorer kobles som oftest innvendig og har derfor bare tre uttak [11]. Figur 2-1 viser en typisk asynkronmotor.



Figur 2-1 Typisk asynkronmotor med kortslutningsrotor [14].

### 2.1.2 Rotor

Rotoren er bygd opp av blikk med spor for de elektriske lederene. I asynkronmaskiner består den av tre hoveddeler; en indre bærende konstruksjon, laminert blikk med spor samt rotorlederene. I mindre maskiner festes rotorblikket direkte på akslingen og presses sammen mens i større maskiner sitter rotorblikket på et rotorkryss. Dersom rotordiameter er mindre enn en meter, stanses gjerne blikkene i et stykke. Større diametre utføres i segmenter. Sporene for rotorlederene kan ha forskjellig størrelse, som presentert senere i rapporten.

Vifte for kjøling er plassert på rotorakselen. Det finnes prinsipielt to forskjellige utførelser av asynkronmaskinens rotor; kortslutningsrotor og viklet rotor. I korstlutningsrotoren, som også er den vanligste, består lederne av kobber- eller aluminiumsstaver. Disse er kortsluttet i begge ender slik at viklingen danner et bur.

En kortslutningsrotor utføres ikke for et bestemt poltall. En slik rotor kan prinsipielt benyttes for maskiner med hvilket som helst poltall dersom den har dimensjoner som passer.

En asynkronmaskin med viklet rotor, som ofte kalles en sleperingsmaskin, er mer komplisert i oppbygning, vedlikehold og drift. Som oftest brukes sleperingsmaskinen kun når det stilles spesielle krav til startegenskaper, som høyt startmoment og lav startstrøm, eller hastighetsregulering ved hjelp av en rotormotstand. Den er også vesentlig dyrere enn kortslutningmaskinen [11].

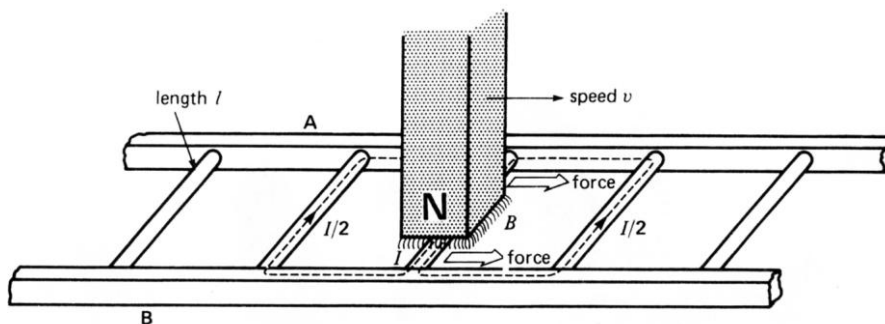
## 2.2 Virkemåte

Induksjonsmotorens virkemåte baserer seg på anvendelse av Faradays lov og Lorentzkraftens påvirkning på en elektrisk leder, som presenteres i neste avsnitt [13].

### 2.2.1 Induksjonsprinsippet

Induksjonsmotorens virkemåte baserer seg på anvendelse av Faradays lov og Lorentzkraftens påvirkning på en elektrisk leder. Prinsippet kan lett forstås ved følgende eksempel:

En serie av ledere med lengde  $l$  er kortsluttet i hver ende av to endestaver A og B, som vist i Fig 2-2. En permanent magnet er plassert over den ledende stigen, og den beveger seg hurtig mot høyre med farten  $v$ , slik at dens magnetiske felt  $B$  påvirker lederne [13].



Figur 2-2 Bevegende magnet over ledende stige [13].

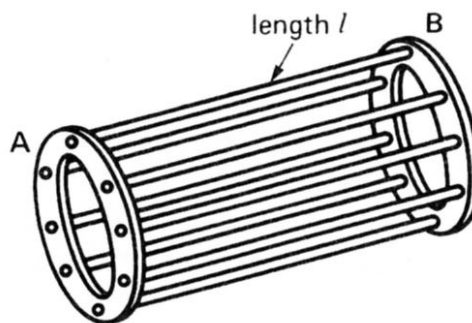
Følgene hendelser vil da skje:

- 1) En spenning  $E=Blv$  blir indusert i hver leder mens de blir påvirket av fluksfeltet (Faradays lov).
- 2) Den induserte spenningen produserer en strøm  $I$ , som følger lederen under magneten gjennom endestavene og tilbake gjennom de andre lederne.

- 3) Strømlederen er i det magnetiske feltet og opplever en mekanisk kraft (Lorentz-kraften).
- 4) Denne kraften virker alltid i en retning som trekker lederen med det magnetiske feltet, som vist på Figur 2-2.

Med andre ord, den ledende stigen vil akselerere mot høyre dersom den ikke henger fast i noe. Ettersom den øker i fart vil imidlertid hver leder bli mindre hyppig påvirket av fluksfeltet fra den bevegende permanent magneten. Dette resulterer i at den induerte spenningen  $E$  og strømmen  $I$  vil avta. Følgende vil kraften som virker på lederne også minke. Om stigen beveget seg med samme hastighet som det magnetiske feltet, ville den induerte spenningen  $E$  og strømmen  $I$  samt kraften som trekker stigen blitt null.

I en induksjonsmotor er stigen lukket rundt sin egen akse og danner et bur (rotorkrets), som vist i Figur 2-3. Den forflyttende magneten er erstattet av et roterende felt. Dette feltet er laget av en 3-fase strøm som flyter i statorviklingene [13].



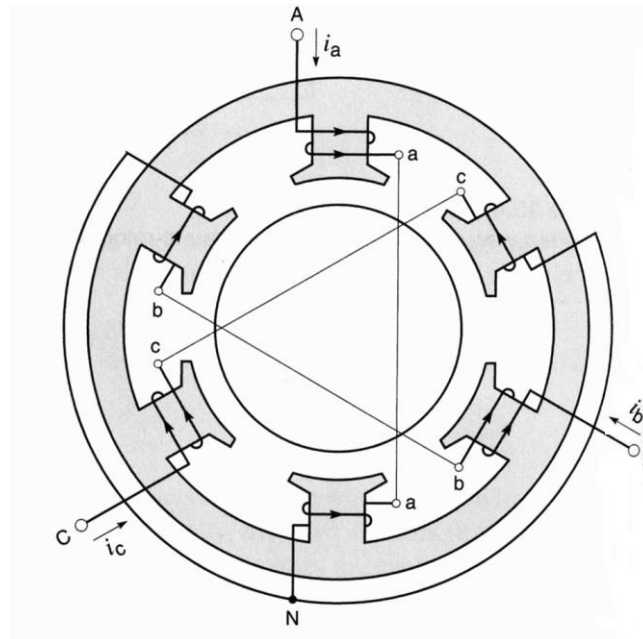
Figur 2-3 Stige lukket rundt sin egen akse som danner et bur [13].

### 2.2.2 Roterende magnetfluks

Prinsippet for trefase induksjonsmotorer er at trefase-statorviklingen setter opp en roterende magnetfluks. Denne induserer spenning og strøm i statorviklingene [13].

Gitt en enkel stator med 6 poler der hver av polene bærer en spole med 5 vindinger, som vist i Figur 2-4. Spolene er diametrisk motstående, og er koblet i serie ved hjelp av tre ledere som danner koblingen a-a, b-b og c-c.

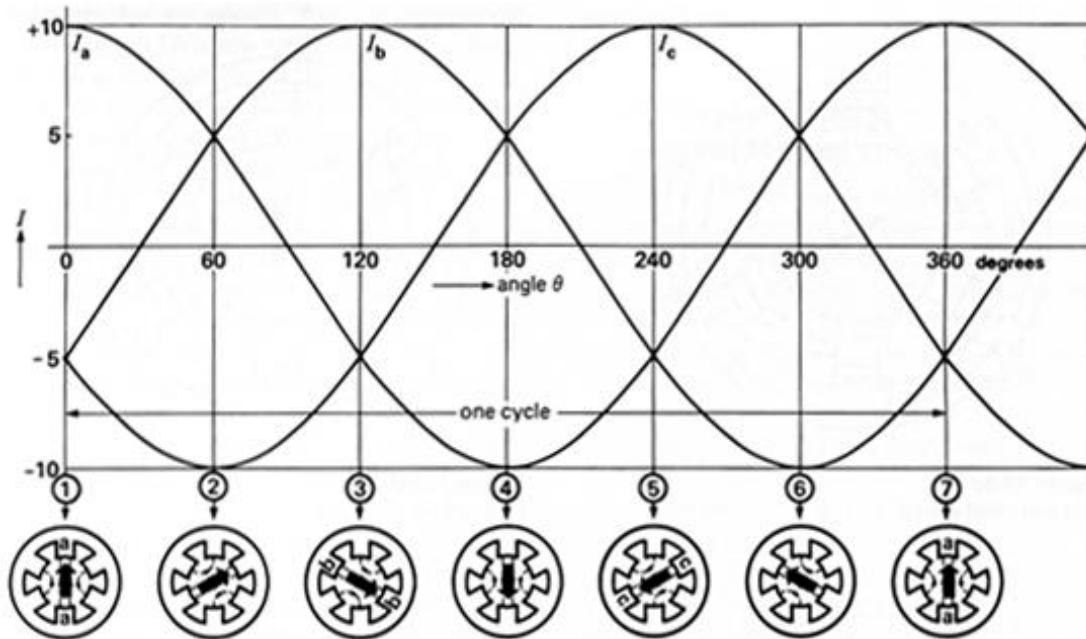




**Figur 2-4 Elementær stator med terminalene A, B og C tilkoblet en 3-fase kilde (ikke vist). Strømmer som flyter fra leder nøytral punkt (N) regnes for å være positive [13].**

Dette gjør at vi får tre like sett av viklinger, AN, BN, og CN som forskjøvet  $120^\circ$  i forhold til hverandre. De tre viklingene er koblet i stjerne, og danner derfor et felles nøytralt punkt (N). På grunn av denne symmetriske anordningen blir impedansen fra "leder til nøytral" punktet identisk i de tre viklingene, og utgjør et balansert trefasesystem.

Dersom vi kobler trefasespenning til terminalene A, B og C, får vi en strømflyt  $I_a$ ,  $I_b$  og  $I_c$  i viklingene. Strømmene vil ha samme verdi, men de vil være forskjøvet  $120^\circ$  og de produserer en magnetomotorisk kraft (mmk). For lettere å kunne følge sekvensene antas at positive strømmer (vist med piler i Fig 2-4) alltid flyter i viklingene fra "leder til nøytral" (N), og at negative strømmer flyter fra nøytral til leder. Hvis det antas at maksimal strøm i hver fase er 10 A, *i.e.*  $I_a = +7$  A, så vil de to spolene i fase sette opp en mmk på  $7A \times 10 \text{ turns} = 70$  Ampereturns som samsvarer med fluksverdien. Etersom tiden går kan verdien og retning på strømmen i hver vikling bestemmes, og således kan fluksforløpet bestemmes (Figur 2-5) [13].



Figur 2-5 Øyeblikksverdier av strømmer og posisjon til fluks felt [13].

Ved tidspunkt 1 har strømmen  $I_a$  en verdi på +10 A, mens  $I_b$  og  $I_c$  har begge verdier på -5 A. Mmk i fase A er  $10 \text{ A} \times 10 \text{ turns} = 100$  Ampereturns, mens mmk i fase B og C er hver 50 Ampereturns. Retningen på mmk er avhengig av strømflyten. Ved å bruke høyrehåndsregelen finnes retningen på feltet. Dersom dette betraktes fra rotorens perspektiv, produserer de seks polene et magnetisk felt som har en nordpol og en sørpol. Dette betyr at den 6-polede statoren produserer et 2-polet felt [13].

Denne metoden er utviklet videre slik at antall poler kan økes så mye man vil, det vil si så lenge det er nok spor i stator. Kobles en slik maskin til en 60 Hz kilde fås et roterende felt som tilsvarer 900 omdreininger per minutt. Dette er fordi det magnetiske feltet skifter med en vinkel på  $45^\circ$  som betyr at det tar 8 halvrunder, som altså tilsvarer 4 runder, for en hel runde. Det vil si at på et 60 Hz-system, vil tiden for en runde være  $4 \times 1/60 = 1/15$  s. Fluksfeltet vil således rotere med 900 omdreininger per minutt. Hastigheten på det roterende felt er altså avhengig av frekvensen på spenningskilden og antall poler i stator [13].

Ved å betrakte sammenhengen som beskrevet ovenfor kan det vises at synkronhastigheten alltid er gitt ved følgende formel [13]:

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad (2.1)$$

der

$n_s$  = synkronhastighet [rpm]

$f_1$  = tilførselsfrekvens [Hz]

$p$  = antall polpar

Formelen viser altså at synkronhastigheten øker ved frekvensen og at den synker med antall poler [13].

### 2.2.3 Sakking

Straks rotor starter å rotere vil den hurtig akselerere sammen med det roterende feltet. Når den øker i hastighet så vil den relative hastigheten til feltet i forhold til rotor synke progressivt. Dette gjør at både amplituden og frekvensen på den induerte spenningen synker siden rotorstavene kuttes senere av feltet. Derfor er rotorstrømmen meget høy i starten og synker deretter ettersom motoren øker i hastighet.

Hastigheten forsetter å øke men rotor vil aldri "ta igjen" det roterende feltet. Rotorhastigheten er alltid noe mindre enn synkronhastigheten slik at det produseres nok strøm i stavene til at rotor overkommer det bremsende momentet. Når det ikke er last på motoren, er differansen mellom rotor og feltet (sakking) lav, typisk under 0,1 % av synkronhastighet.

Sakkingen  $s$  i en induksjonsmotor er differansen mellom den synkrone hastigheten og rotorens hastighet. Sakking er gitt ved formelen [13]:

$$s = \frac{n_s - n_2}{n_s} \quad (2.2)$$

der

$s$  = sakking [per unit]

$n_s$  = synkron hastighet [rpm]

$n_2$  = rotor hastighet [rpm]

Sakkingen er i praksis null når det er ingen last, og den er lik 1 (100 %) når rotor er låst.

Sett fra rotoren har statorfeltet følgende omdreiningstall:

$$n_s - n_2 = s \cdot n_s \quad (2.3)$$

Siden frekvensen til den induerte spenningen er bestemt av fluksens relative bevegelse i forhold til viklingen, kan frekvensen til den induerte rotorspenningen beskrives slik:

$$f_2 = \frac{p(n_s - n_2)}{60} = \frac{p \cdot s \cdot n_s}{60} = s \cdot f_1 \quad (2.4)$$

Rotorstrømmens frekvens er altså lik sakkingen multiplisert med statorfrekvensen [13].

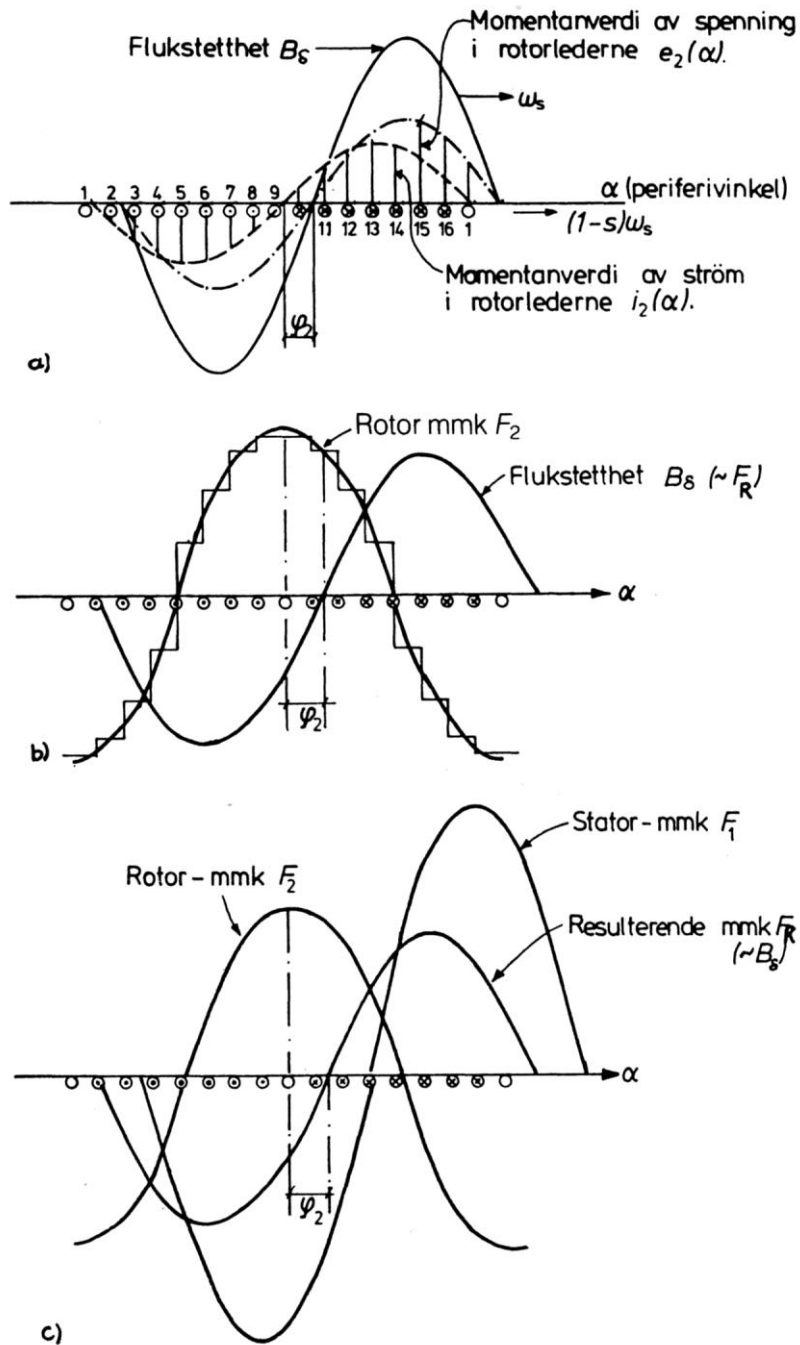
## 2.2.4 Fluks og mmk-balanse

Ovenfor er det beskrevet hvordan feltet og fluksforholdene i stator opptrer. Maskinen trekker da en strøm fra nettet som er tilstrekkelig til å produsere en mmk som igjen setter opp en roterende fluks. I det videre presenteres hvordan fluksforholdene påvirker rotor.

Vi forutsetter her at vi har en to-polet maskin, og at rotoren roterer med et omdreiningstall  $n_2$ . Med åpne rotorviklinger ville luftgapets grunnharmoniske flukstetthet, som er proporsjonal med den resulterende mmk, rotere som vist på i Figur 2-6a.

Når rotorstavene skjæres av det roterende fluksfeltet fra stator, indueres en spenning  $e_2(\alpha)$  i hver leder. Den induerte spenningen i hver leder er proporsjonal med flukstettheten og den relative hastigheten som fluksen skjærer lederen med. Spenningen oppnår sin maksimale verdi når amplituden av flukstettheten passerer lederen, og er i fase med  $B_\delta$ -feltet. Kortslyttes rotorstaven vil det flyte en strøm i rotorkretsen,  $i_2(\alpha)$ . Avhengig av forholdet mellom lederens resistans og reaktans vil strømmen ligge en fasevinkel  $\varphi_2$  etter spenningen. Strømmen i rotorlederne gir på samme måte som statorstrømmen opphav til en roterende mmk-kurve,  $F_2$ . Den resulterende mmk  $F_R$  er tilnærmet konstant. Det samme gjelder for luftgapsfluks.

Som det fremkommer ved å sammenligne Figur 2-6a med Figur 2-6b så øker stator-mmk  $F_1$  og statorstrømmen fra tomgang (åpen rotorkrets) til belastning for å opprettholde konstant resulterende mmk og luftgapsfluks, som vist i Figur 2-6c [11].



Figur 2-6 Fluks og mmk i belastet maskin (kortslutningsrotor med 16 ledere i 2-polet felt) [11].

- a) Flukstetthet, rotorspenning og strøm.
- b) Rotor-mmk på grunn av rotorstrømmen.
- c) Resulterende mmk ( $F_R = F_1 + F_2$ ).

Som beskrevet tidligere roterer stator-mmk med omdreiningstallet:

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

Med et rotoromdreiningstall  $n_2$  får rotorstrømmene en frekvens  $f_2$ , og rotor-mmk roterer da i forhold til rotoren med et omdreiningstall:

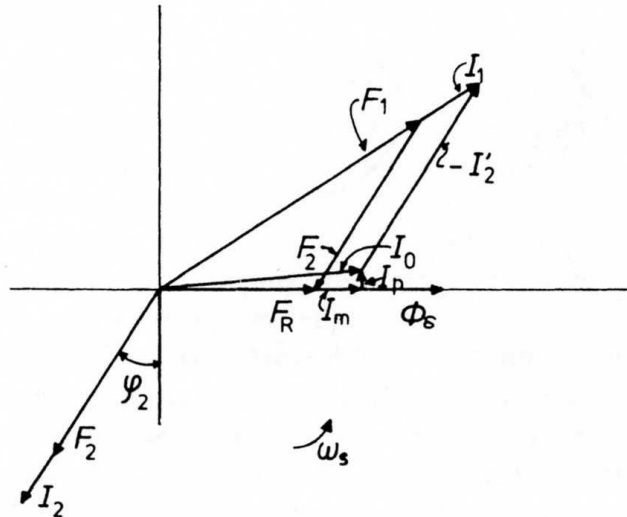
$$n = \frac{f_2 \cdot 60}{p} = \frac{s \cdot f_1 \cdot 60}{p} = s \cdot n_s \quad (2.5)$$

Det vil si at rotorens mmk  $F_2$  har et omdreiningstall i forhold til statoren som er:

$$n_2 + n = s \cdot n_s + (n_s - sn_s) = n_s \quad (2.6)$$

Rotorens mmk roterer altså i samme retning og med samme omdreiningstall som statorens mmk uavhengig av sackingen. Det er grunnen for at asynkronmaskinen utvikler et konstant moment, som blir drøftet senere. Siden stator-og rotor mmk roterer med samme omdreiningstall, er de stasjonære i forhold til hverandre, som vist i viserdiagrammet i Figur 2-7. Statorstrømmen kan deles opp i to komponenter; magnetiseringsstrømmen  $I_m$ , som setter opp mmk  $F_R$ , og  $(-I_2)$ , som er rotorstrømmen transformert til statorviklingen som setter opp mmk komponenten  $(-F_2)$  for å kompensere for rotor mmk  $F_2$ , som igjen er satt opp av rotorstrømmen  $I_2$  [11]. Følgelig er:

$$\begin{aligned} F_1 &= F_R + (-F_2) \\ &\text{eller} \\ F_1 + F_2 &= F_R \end{aligned} \quad (2.7)$$



Figur 2-7 Viserdiagram for strøm og mmk i en induksjonmaskin [11].

### 2.2.5 Startkarakteristikk for kortslutningsmotor

Etter at fluks- og mmk-balansen i en lukket rotorkrets er beskrevet, er det interessant å studere hvilken praktisk betydning dette får for rotor.

Dersom stator kobles til en trefase spenningskilde med låst rotor, vil det roterende feltet som settes opp av stator kutte over rotorstavene og indukere spenning i dem. Dette er en vekselspenning med frekvens som er avhengig antall N- og S-poler som sveiper over stavene per sekund. Siden rotoren ikke beveger seg, er denne frekvensen lik frekvensen fra kilden. Ettersom rotorstavene er kortsluttet i hver ende av enderingene forårsaker den induserte spenningen at det flyter en stor strøm. Disse strømførende stavene befinner seg altså i banen til fluksfeltet satt opp av stator og vil oppleve en stor mekanisk kraft (mmk). Disse kreftene virker på rotorstavene, og får rotor til å bevege seg sammen med det roterende feltet.

Forholdet kan oppsummeres slik [13]:

- 1) Et roterende magnetisk felt settes opp når en trefase-spenning påsettes stator.
- 2) Det roterende feltet induserer en spenning i rotorstavene.
- 3) Den induserte spenningen lager en strøm som flyter i rotorstavene og enderingene.
- 4) De strømførende rotorstavene er omsluttet av det magnetiske feltet satt opp av stator og utsettes påfølgende for en mekanisk kraft (mmk)
- 5) Summen av de mekaniske kreftene på alle rotorstavene produserer et samlet moment som dreier rotor i samme retning som det roterende feltet fra stator.

### 3 Feil i induksjonsmotorer

Induksjonsmotoren er betegnet som ”arbeidshesten” i industrien, hovedsaklig på grunn av lav pris, forholdsvis liten størrelse, god robusthet, lite vedlikehold og dens allsidighet. Selv om induksjonsmotoren er pålitelig er den likevel ikke feilfri. Den blir ofte utsatt for stor mekanisk belastning, og dette kan medføre feil som igjen kan lede til motorhavari. Størsteparten av alle feil skyldes en kombinasjon av flere stressfaktorer som påvirker stator og rotor [6][15].

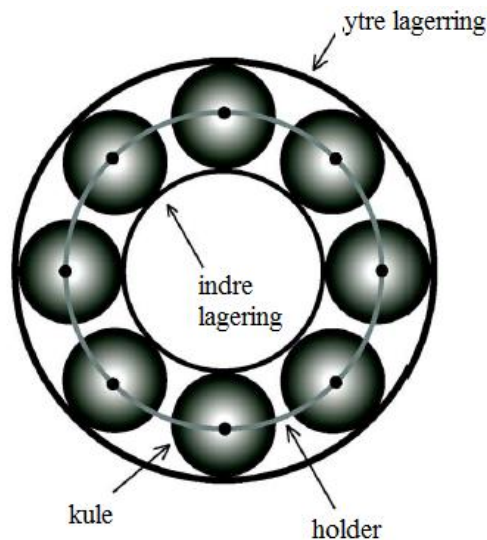
I dette kapitlet ser en nærmere på følgende feil i asynkronmotorer:

- Lager feil
- Stator feil
- Rotor feil
- Eksentrisitets feil



### 3.1 Lagerfeil

De fleste asynkronmotorer bruker kulelager for å gi rotorstøtte, mens oljefilmlager kun brukes på de største industrielle motorene. Kulelager består generelt av to ringer; en indre og en ytre. Mellom ringene er det et sett med kuler som roterer i bane mellom ringene, som vist i Figur 3-1.



Figur 3-1 Kulelager-geometri [16].

Vi skal se nærmere på noen av de vanligste årsakene til lagerfeil [17]:

- Materialtretthet
- Forurensing og korrosjon
- Uriktig smøring
- Installasjonsproblemer

#### 3.1.1 Materialtretthet

Selv under normale driftsbetingelser med balansert last og god gruppering, kan materialtretthet finne sted. Tretthet begynner med små sprekker lokalisert under overflaten i kanalen samt i rulleelementene. Disse vil gradvis forplante seg videre til overflaten og kan forårsake påviselige vibrasjoner og økt støynivå. Vedvarende stress vil kunne forårsake at fragmenter av materialet løsner, noe som videre kan medføre et tretthetsfenomen kjent som avskalling eller overflatesplintring. Når dette først har startet vil feilområdet raskt ekspandere og vil kunne forårsake overbelastning over hele kanal-periferien, som vil kunne medføre svikt i lageret. Dette kan anses å være en normal feil i et rulleelementlager. I tillegg, finnes det mange andre feil som kan

redusere levetiden på lagrene, slik som forurensing, korrosjon, feilaktig smøring, feilaktig installasjon eller brinning (inntrykning, fysisk skade) [17].

### **3.1.2 Forurensing og korrosjon**

Forurensing og korrosjon akselererer ofte lagerfeil på grunn av de ugjestmilde industrielle omgivelsene motoren er plassert i. Skitt og andre ugjestmilde partikler forurenser ofte smøringen i lagrene. Disse partiklene, som kan variere i konsistens fra myke til meget harde, kan forårsake gropdannelser, sliping og slitasje på kulene og kanalene.

Lagerkorrosjon kan skyldes vann, syrer, uriktig smøring og til og med svette fra uforsiktig håndtering ved installasjon. Når den kjemiske reaksjonen har startet medfører dette den samme reaksjonen som ved lagerforurensing [17].

### **3.1.3 Uriktig smøring**

Uriktig smøring inkluderer både over- og undersmøring. I begge tilfeller vil resultatet bli at rulleelementene ikke får rotere på den tillagede oljefilmen, og det kan derfor forårsake opphetning. Opphetningen medfører at smøringen bryter ned. Dette reduserer dens mulighet til å smøre lagerelementene tilfredsstillende og feilprosessen akselereres [17].

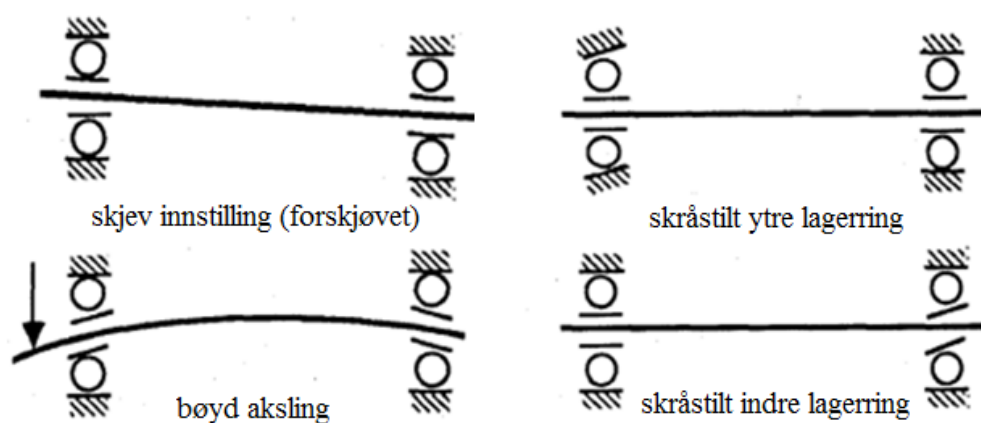
### **3.1.4 Common mode**

Elektrisk-induserte feil har vist seg vanligvis å være lagerstrømmer som oppstår av magnetisk asymmetri som følge av motorkonstruksjonen. *Common mode* eller lagerstrømmer kan dateres tilbake til 1924 da det ble oppdaget at det induseres rotorspenninger grunnet magnetisk asymmetri knyttet til motorkonstruksjonen. Det blir indusert en rotorspenning langs maskinens aksielle retning, og den produserer en sirkulerende strøm hvor størrelsesorden er begrenset av lagerimpedansen. Den elektromagnetiske induserte sirkulerende strømmen følger en bane som går fra den ene enden av akslingen, gjennom impedansen av lageret til karosseriets jord og deretter tilbake gjennom den motsatte lagerimpedansen for så å returnere til akslingen. Denne strømmen vil over tid slite på lageret, og det kan oppstå lagerfeil [18].

### 3.1.5 Installasjonsproblemer

Installasjonsproblemer skyldes ofte feilaktig pressing av lager mot akslingen eller i lagerhuset. Dette frambringer fysisk skade i lagerkanalene i form av brinelling eller falsk brinelling. Brinelling er deformering av kanalene som et resultat av statisk overbelastning. Selv om denne skaden er sjelden er falsk brinelling en hendelse som skjer. Ved falsk brinelling blir lageret utsatt for vibrasjoner mens det er stillestående. Falsk brinelling har også forekommet under transport av uinstallerte lagre.

Feilinnstilling av lagre kan forekomme på fire måter som vist i figur 3-2. Dette er et vanlig resultat av uriktig lager installasjon [17].

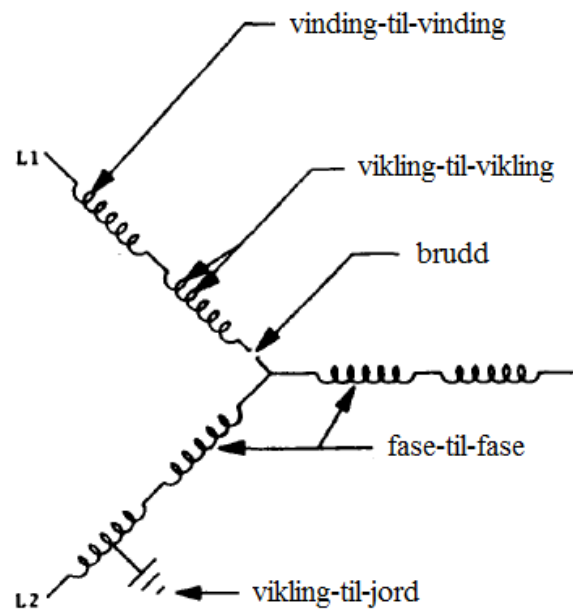


Figur 3-2 Feilinnstilling av lagre [17].

### 3.2 Stator- og armaturfeil

Flere studier har vist at 30-40 % av feil i induksjonsmotorer skyldes statorfeil. IEEE og Electric Power Research Institute har gjennomført en omfattende studie der 7500 motorer ble undersøkt og kartlagt. Resultatene viser at statorfeil var skyld i 37 % av feilene [19]. Disse feilene er vanligvis relatert til isoleringsfeil, og man tror at disse feilene ofte starter som uoppdagede kortslutningsfeil (turn-to-turn fault) som til slutt utvikler seg til flere feiltyper.

Dersom man ser bort fra årsaksforholdene for feilene, kan man dele feiltypene opp i fem grupper, som vist i Tabell 3-1. Ved analyse av disse feiltypene er det vanskelig å bestemme hvilke(n) av disse som inneholdt den ”opprinnelige” feilen, og hvilke(n) som var resultatet av problemet.



Figur 3-3 Stjernetkoblet stator med potensielle feiltyper [6].

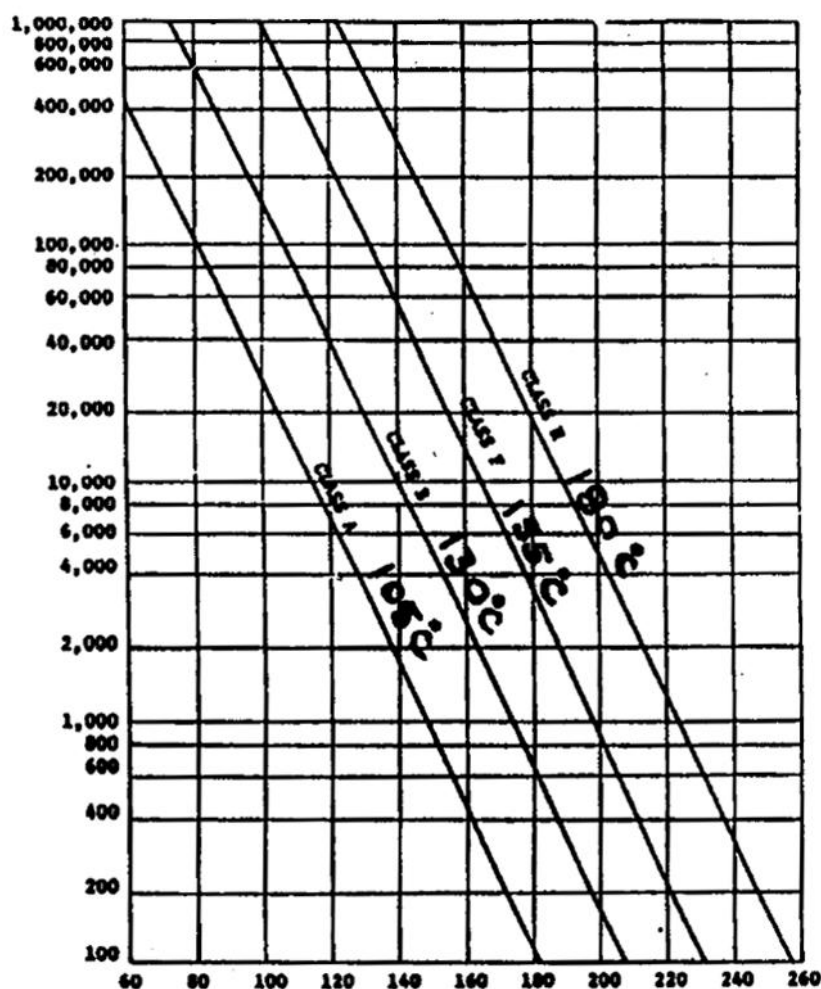
De fleste av disse feiltypene skyldes en kombinasjon av ulike stressfaktorer, som kan klassifiseres som følger [6]:

Tabell 3-1 Stator- og armatur-feil.

Termisk:	Elektrisk:	Mekanisk:	Omgivelse:
Aldring	Dielektrisk	Spole forskyvning	Fuktighet
Overbelastning	Tracking	Rotor forskyvning	Kjemisk
Cycling	Korona	Forskjelligartet	Avsliping
	Transient		Ukjente objekter

### 3.2.1 Termisk aldring

Som en tommelfingerregel kan man si at en temperaturøkning på 10 °C vil halvere levetiden for isolasjonen på grunn av termisk aldring [6]. Figur 3-4 indikerer forholdet mellom isolasjonsklassene og driftstemperatur. Dersom driftstemperaturen ikke er ekstremt høy, vil den normale effekten på termisk aldring påvirke isoleringen slik at den lettere er utsatt for andre stressfaktorer, som vil forårsake feil. Dersom isolasjonssystemet mister sin fysiske helhet, vil det være mindre motstandsdyktig mot andre dielektriske, mekaniske og omgivelsesfaktorer. Viklingsfeil vil forekomme uavhengig av hvilken grad den termiske aldringen er i dersom en av de overnevnte stressfaktorene blir store nok [6].



Figur 3-4 Total vindingstemperatur vs. levetid [6].

### **3.2.2 Termisk overbelastning**

Termisk overbelastning kan oppstå på grunn av forhold som spenningsvariasjoner, ubalansert fasespenning, overlast, ventilasjonsproblemer samt høy omgivelsestemperatur. I de senere årene har mange motorprodusenter designet motorer med forbedret ytelse i samme rammestørrelse. Dette har medført at motorene er mer utsatt for feil som følge av spenningsvariasjoner. Disse variasjonene påvirker motorens yteevne samt viklingenes levetid. Som en tommelfingerregel kan man si at ved 3,5 % spenningsubalanse pr. fase så vil viklingstemperaturen øke med 25 % i fasen med høyest strøm [6]. Det er også estimert at viklingstemperaturen øker lineært med lasten slik at motoren bør være tilpasset drift under normale grenseforhold for isolasjonssystemet.

Varme utvikles i rotor og stator. Dersom noe av denne varmen hindrer luftstrømmen i eller over motoren, eller hindrer varmen i å forlate motorens komponenter, så vil viklingstemperaturen øke. Det er derfor viktig at motoren er ren både inni og utenpå slik at luftstrømmen fritt kan passere [6].

### **3.2.3 Cycling**

Under oppstart vil motoren trekke 5 til 8 ganger merkestrømmen. Dersom motoren er utsatt for gjentatte oppstartssykluser innenfor en liten tidsperiode (cycling), vil viklingstemperaturen øke hurtig. Derfor er motorparametrene en viktig faktor ved valg av motor. Ved gjentatte oppstarter innenfor korte tidsintervaller er det viktig å være oppmerksom på at isolasjonssystemet vil ekspandere og krympe, slik at isolasjonen over lenge tid vil utvikle seg til å bli skjør og stiv med mulighet for sprekke dannelse [6].

### 3.2.4 Dielektrisk stress

Det er åpenbart et forhold mellom isolasjonens levetid og spenningen som blir påført isolasjonsmateriale. I tillegg har noen materialer større spenningsholdfasthet. Disse stressfaktorene kan kategoriseres som følger [6]:

- Fase-til-fase
- Vinding-til-vinding
- Vinding-til-jord

Det er derfor viktig at det ved motorkonstruksjon legges til grunn informasjon om hvilken anvendelse motoren skal ha slik at isolasjon velges i forhold til disse opplysningene.

### 3.2.5 Tracking

Det er spesielt i motorer med driftspenninger over 600 V blitt påvist et fenomen kjent som *tracking*. Dette kan forekomme i viklingene dersom isolasjonssystemet ikke er skjermet fra omgivelsene. Eksempler på dette kan være:

- 1) En lekkasje oppstår mellom kobberledningen og omgivelsene.
- 2) En kombinasjon av ukjent materiale og fuktighet fører til en resistansbro mellom ledningen og jord.
- 3) Påfølgende oppstår det potensialforskjell som medfører en liten strøm til jord. Dette kan føre til små brennemerker i isolasjonen. Hvis denne tilstanden forverres blir isolasjonen mot jord dårligere og det kan oppstå jordfeil [6].

### 3.2.6 Korona

Koronautladninger stammer fra transiente gassaktige ioniseringer i isolasjonssystemet. Dette kan utvikle seg til et problem, spesielt i viklinger som opererer med elektriske spenninger over 5 kV. Det er tre typiske utladningsmekanismer [6]:

- Interne utladninger som inntreffer i ”hulrommet” av isolatormaterialet.
- Overflate utladninger som inntreffer på overflaten av spolen.
- Utladninger som inntreffer i et sterkt elektrisk felt rundt et skarpt punkt eller kant.

Faktorer som påvirker koronautladninger er frekvens, dielektrisk tykkelse, materiale, hulrom, høy spenning, geometri, fuktighet, mekanisk stress og temperatur. Selve

feilutslaget medfører oppheting, tæring eller kjemiske reaksjoner som kan medfører forvitring av isolasjonssystemet [6].

### **3.2.7 Transiente spenninger**

Transiente spenninger resulterer i redusert levetid av viklingene, (enten vinding-til-vinding eller vinding-til-jord). Transiente spenninger oppstår ved følgende forhold [6]:

- 1) Linje-til-linje, linje-til-jord, flerfase linje-til-jord og trefasefeil som forårsaker overspenninger som kan overstige 3,5 ganger normale amplitudeverdier med svært kort stigetid.
- 2) Gjentakende gjentenningspenninger, der systemet ikke er jordet og en provisorisk jord i kretsen oppstår, som forårsaker høy spenningsoscillering.

### **3.2.8 Spoleforskyvning**

Mekaniske stressfaktorer skyldes ofte spoleforskyvninger som medfører at det oppstår kontakt mellom rotor og stator.

Strømmen i statorvindingene produserer en kraft i viklingene som er proporsjonal med strømmen kvadrert. Denne kraften har sitt maksimum under oppstart og medfører at spolene vibrerer. Vibreringen kan påføre betraktelig skade på spoleisolasjonen og lederne. Store høyhastighetsmaskiner er som oftest mer utsatt for spoleforskyvning enn små lavhastighetsmaskiner. Størrelsen på spolen spiller en vesentlig rolle. Er spolen stor, blir problemet større og vibrasjonsfrekvensen blir større. Desto lengre akselerasjonstiden er, desto lengre er spolen utsatt for vibrasjonspåvirkningen [6].

### **3.2.9 Rotorforskyvning**

Det er flere grunner som kan forårsake rotorforskyvning. Noen av de vanligste er årsakene [6]:

- Lagerhavari
- Rotor-til-stator forskyvning
- Bøyd aksling

Ved kontakt mellom rotor og stator kan flere forhold inntreffe. Hvis det kun er kontakt ved oppstart kan kraften fra rotor til slutt medføre at blikklagene i stator punkterer spoleisolasjonen. Dette vil medføre en jordet spole. Dersom rotor støter bort



i stator når motorer kjøres ved fullt turtall, medfører også dette jording av spolen. Dette forårsakes av den høye temperaturen som utvikles ved kontakt [6].

### **3.2.10 Omgivelsesstress**

Et annet ord som kan brukes for omgivelsesstress er forurensing. Det er viktig å holde motoren ren og tørr der dette er mulig. Ukjent materiale som har tilgang til motoren kan forårsake forskjellige typer negative hendelser som vil påvirke driften av motoren: Eksempler på dette kan være [6]:

- Redusert varmespredning som fører til høyere driftstemperatur, som igjen reduserer isolasjonens levetid.
- Lagerfeil grunnet høyt stress.
- Havari av isolasjonssystemer som fører til kortslutninger og jording.

Dersom det ikke er praktisk mulig å holde motoren ren og tørr kan det være et alternativ å bruke kapsling og/eller et isoleringssystem som gir best mulig beskyttelse mot omgivelsene. Et annet vanlig problem er kondens i statorviklingene, som kan føre til at statorviklingen jordes [6].

### 3.3 Rotorfeil

Rotorfeil er vanligvis brudd/delvis brudd i en eller flere rotorstaver eller i skjøtene mellom rotorstaver og enderinger. Årsaken kan være påvirkning av ulike mekaniske stressfaktorer, som vil medføre at strømmen stiger i de andre rotorstavene og dermed øker faren for flere feil, eller et totalt sammenbrudd av rotorkretsen. En rotorskade etter brudd i rotorstavene vil kunne utvikle seg etter følgende sekvens [20]:

- 1) Overoppheting rundt bruddet i rotorstaven.
- 2) Rotorstaven brytes og det oppstår en lokal lysbue.
- 3) De andre rotorstavene får derved høyere strøm og vil bli utsatt for større termiske og mekaniske påkjenninger under drift, spesielt under oppstart.
- 4) Rotorlaminingen kan bli skadet på grunn av høy termisk påkjenning.

De viktigste årsakene til rotorfeil er [15]:

**Tabell 3-2 Rotorfeil.**

<b>Termisk:</b>	<b>Elektromagnetisk:</b>	<b>Dynamisk:</b>
<i>Overbelastning</i>	<i>Effekt</i>	<i>Dreiemoment</i>
<i>Ubalanse</i>	<i>Trekraft (eksentrisitet)</i>	<i>Sentrifugal kraft</i>
<i>Hot spots</i>	<i>Støy og vibrasjon</i>	
<i>Gnistdannelse</i>		

#### 3.3.1 Termisk overbelastning

Termisk overbelastning kan oppstå ved akselerasjon, drift eller uventede stopp situasjoner kalt ”stalling”. Uventede stopp situasjoner har største potensial for rotorfeil og er vanskeligst å beskytte seg mot med tanke på termisk beskyttelse. Etersom de fleste termiske sensorer er montert i stator vil varmeopphetingen i rotor detekteres for sent. Den beste måten å beskytte mot overoppheting i rotor er å benytte strømsensor eller andre metoder for strømanalyse, som kan registrere den høye strømmen som oppstår ved start- eller uventede stopp-situasjoner. De fleste grunnene til termisk overbelastning er [15]:

- 1) Et høyt antall av påfølgende oppstarter som forårsaker unormale høye temperaturer i rotorstavene og enderinger.
- 2) Låst rotor ”stalling” på grunn av høy startmoment.

- 3) Mislykket forsøk på å akselerere til full hastighet på grunn av krysning mellom last- og motorhastighetsmomentkurve.
- 4) Rotor skrubber stator på grunn av lagerfeil, eksentrisitetsfeil eller unormalt høy vibrasjon.
- 5) Tretthetsbrudd i rotorstaver grunnet stavbevegelse eller økende temperatur i endringer.
- 6) Dårlig ventilasjon grunnet tette filtre og/eller luftveier.
- 7) Ubalanserte fasespenninger og korresponderende negative strømmer med assosiert rotor overflateoppheting.

### 3.3.2 Termisk ubalanse

Termisk ubalanse kan oppstå ved start- eller driftssituasjoner. Ubalansene kan også være ”innbygget” i rotor eller kan oppstå ved bruk av motor utenfor designområdet. De vanligste feilårsakene som skyldes termisk ubalanse er [15]:

- 1) Gjentatte oppstarter som forårsaker temperaturforskjeller i rotorstavene grunnet ”skinneffekt”. Skinneffekt kan beskrives som vekselstrøm som sendes gjennom en leder, og som vesentlig går gjennom lederens overflate. Effekten skyldes selvinduksjon som hindrer strømmen i å gå inne i ledere.
- 2) Ujevn varmeoverføring mellom rotorstavene og rotorkjernen.
- 3) Stabbøying grunnet ujevn endring av trykk som assosieres med ”cycling”.
- 4) Ujevn tilpasning mellom rotorkjernen og akslingen på grunn av varmeeekspandering under oppstart, som forårsaker ustabile vibrasjoner.
- 5) ”Hot spots” på overflaten av rotor grunnet slitt laminering eller rotorskrubbing.
- 6) Temperaturgradient grunnet ujevne sirkulasjonsstrømmer. Disse kan komme av kortslutning i rotorstaver eller ødelagt/dårlig isolasjon.

Disse omstendighetene forekommer oftest i høyhastighetsmaskiner på grunn av rotordesignet som er vanlig i denne typen maskiner.

### 3.3.3 Hot spots

Det er flere ting som kan som kan skje under produksjon, design eller reparasjon av rotor som kan forårsake såkalte ”hot spots”. Eksempler på dette kan være [15]:

- 1) Slitasje på laminering i rotorsporene eller på rotoroverflaten.
- 2) Uvanlig kortslutning mellom rotorstavene og lamineringen i sporumrådet.

- 3) Dårlig oppbygning av lamineringen, for løs eller dårlig symmetri.
- 4) Varierende tetthet eller tilpasning mellom rotorstavene og lamineringen.
- 5) Dårlig stav-til-endering forbindelse.

### 3.3.4 Gnistdannelse

Det er flere mulige årsaker til rotorignistning. Noen av disse kan lede til rotorhavari mens andre er mer eller mindre ufarlige.

Under oppstart er strømmen i rotorkretsen høyere en merkestrøm. Denne høye strømmen kombinert med en høy kretsimpedans, vil forårsake et spennings fall langs lengden på rotor-staven, som tilsvarer seks ganger den normale driftspenningen. Spenningsfallet kan igjen forårsake strømmer som går gjennom lamineringen. Under oppstart er det altså to parallelle kretser, en som går gjennom lamineringen og en som går i rotorkretsen.

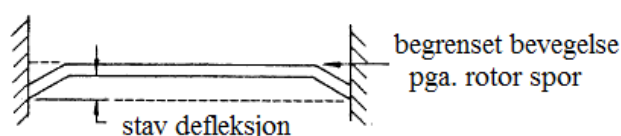
Den magnetiske kraften som oppstår på grunn av den høye strømmen under oppstart gjør at rotorstavene vil vibrere med en frekvens på 60 Hz. Dette medfører så en kraft som vibrerer 120 ganger per sekund. Den primære radielle vibrasjonen innenfor omfanget av rotorsporet, forårsaker en periodisk brytning av strømmen som flyter mellom stavene og de forskjellige delene av lamineringen, med resulterende synlig gnistring.

Gnistring som forekommer i luftgapet er egentlig små partikler som stammer fra rotorstaver og/eller kjernen. Disse partiklene varmes til de blir glødende av strømmen. Denne type gnistring påvirker ikke motorens levetid i vesentlig grad.

Ødeleggende gnistring kan forekomme under flere omstendigheter. Den mest vanlige er brudd i staver eller ødelagt stav til endering forbindelse. Det vanligste punktet for stavbrudd er i nærheten av forbindelsen med enderingen. Ødeleggelsen forsetter ved radiale bristinger/brudd, som enten starter på toppen eller bunnen av staven. Gnistring som skyldes tretthetsfeil i rotorstavene forekommer ofte hyppigere enn årsakene beskrevet ovenfor, og er ofte vanskeligere å detektere. Dette skyldes at de fleste motorer ikke har innsikt eller av andre praktiske årsaker ikke visuelt innsyn i luftgapet. Avslutningsvis kan det nevnes at under konstruksjon og produksjon av motorer er det utarbeidet forholdsregler med tanke på å redusere gnistring. Likevel vil en grunnet materialeegenskaper og produksjonstoleranser, kombinert med effekten på enkelte varme ekspansjoner ikke kunne utelukke enhver motor fra å bli gnistfri. Selv i utgangspunktet identiske motorer vil ha ulike nivåer av gnistring [15].

### 3.3.5 Elektromagnetisk stress

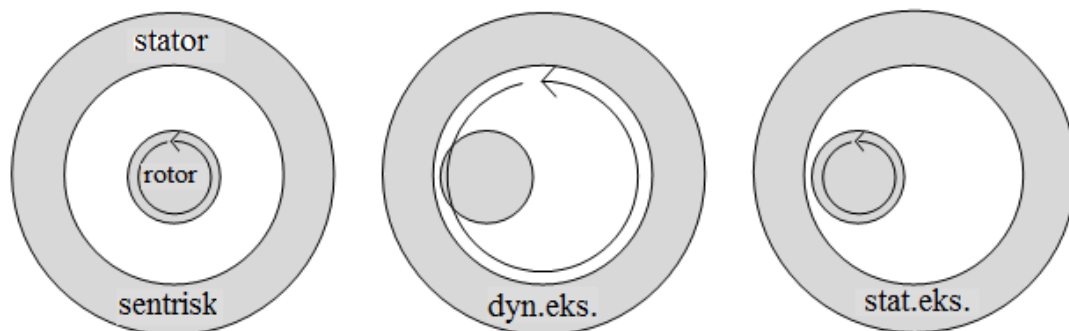
Strømmen som flyter i rotorstavene gjør at det produseres elektromagnetiske krefter. Disse kreftene er proporsjonale med strømmen kvadrert ( $I^2$ ), og har en tendens til å forskyve rotorstavene radielt mellom topp og bunn av stavsporet. Disse kreftene vibrerer rotorstaven med den dobbelte av frekvensen til strømmen (se Figur 3-5). Dette forårsaker en defleksjon eller et bøyingsstress i staven. Det vil si at den radiale kraften som virker på rotorstaven vil forårsake en defleksjon under oppstart som er større enn det som normalt tillates av sporets begrensning. Dersom bøyningen er stor nok, vil det oppstå et tretthetsbrudd i staven [15].



Figur 3-5 Rotorstav som forskyves i rotorspor [15].

### 3.3.6 Elektromagnetisk trekraft (eksentrisitet)

Ubalansert magnetisk trekraft skyldes eksentrisitet og er et potensielt problem som kan få rotor til å bøyes og komme i kontakt med statorviklingene. Når det er ulikt luftgap mellom stator og rotor oppstår motoreksentrisitet. Hvis eksentrisiteten blir for stor, kan rotor komme i kontakt med stator, noe som kan forårsake skader på motoren. Det er to typer luftgapseksentrisiteter; statisk og dynamisk (se Figur 3-6). Statisk eksentrisitet er når rotor er forskjøvet i forhold til stators akse, mens rotor roterer rundt sin egen akse. Dette kan skyldes oval statorjerne, eller feil posisjonering av stator eller rotor ved montering. Dynamisk eksentrisitet oppstår når sentrum av rotor ikke er i sentrum av rotasjonen. Det minste rommet i luftgapet vil da rotere med rotor. Dette kan skyldes flere faktorer som for eksempel bøyd rotor, slitte lager, feil oppretting, mekanisk resonans og kritisk fart. I en ideell motor er rotoren sentrert i luftgapet og de magnetiske kreftene er balansert i motsatte retninger. Dette gjør at rotor er balansert og ikke blir utsatt for bøyingsstress. Reelt sett er imidlertid ikke rotor perfekt sentrert i luftgapet slik at faktorer som eksentrisitet, rotorvekt, lagerslitasje og maskinjustering påvirker hvor mye utenfor senter rotor befinner seg [15].



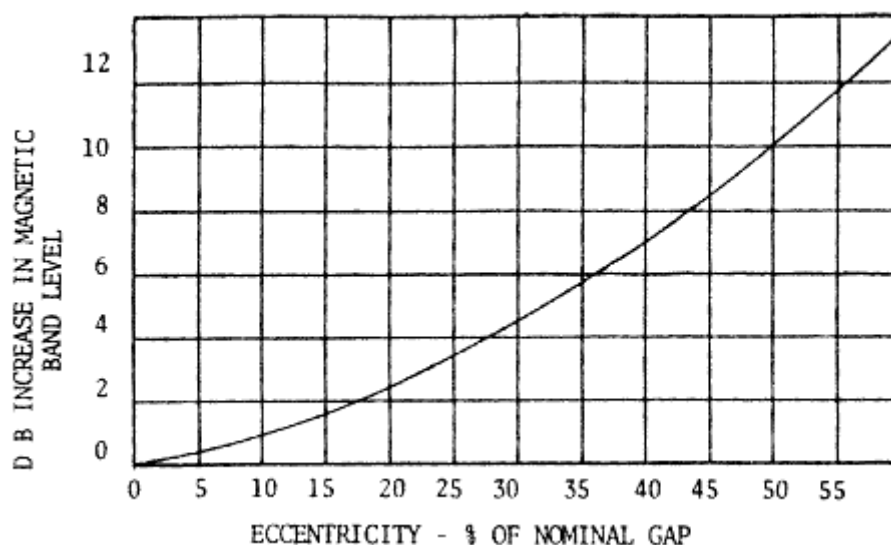
Figur 3-6 Ulike typer eksentrisitet.

Eksentrisitet kan føre til at luftgapet mellom rotor og stator minker på en side, mens det øker på andre siden. I et roterende elektrisk felt er resultatet av et avtagende luftgap større trekkraft over luftgapet. Det er reluktansen tilhørende den magnetiske fluksbanen som blir redusert. Dermed kan den samme magnetiske strømmen i viklingen produsere mer fluks over et mindre luftgap som medfører større trekkraft. Samtidig blir luftgapet større på motsatt side av motor. Reluktansen blir da altså større, slik at fluks og trekkraft reduseres. Vi har da ubalanserte krefter som virker på rotor. Den store trekkraften på den siden med minst luftgap vil ”trekke” i rotor slik at luftgapet vil bli enda mindre. Denne prosessen vil forsette helt til luftgapet forsvinner og rotor kommer i kontakt med stator. Selv om noe rotoreksentrisitet alltid er forventet, forekommer det ikke alltid så stor elektromagnetisk trekkraft at rotor kommer i kontakt med stator. Dette er fordi rotorbevegelsen blir holdt igjen av stivheten til akslingen. Muligheten for rotor pullover er størst under oppstart når strømmen i viklingene er størst. Man kan da vanligvis høre at rotor kommer i kontakt med stator. Det kan da oppstå skade på rotor- og/eller stator-deler, avhengig av graden av kontakt [15].

### 3.3.7 Elektromagnetisk støy og vibrasjon

I tillegg til ”pullover”-problemer kan luftgapseksentrisitet forårsake støy og/eller vibrasjons-problemer. Radialkraften, som produseres av statorharmoniske strømmer kombinert med kraften som produseres av de rotorharmoniske strømmene, kan lage elektromagnetisk støy og/eller vibrasjoner. Støyen er vanligvis høyest ved full last, og vibrasjonen grunnet eksentrisitet vil vanligvis variere som en funksjon av terminalspenningen. Det er blitt utført en rekke tester på NEMA (National Electrical

Manufactures Association)-"open drip proof"-motorer som har gitt en indikasjon på forholdet mellom luftsgapseksentrisitet og støy (se Figur 3-7).



Figur 3-7 % eksentrisitet Vs økning i db nivå (magnetisk bånd) [15].

Grafen i Figur 3-7 er ikke representativ for alle induksjonsmotorer, men den gir en god indikasjon på størrelsen av problemet [15].

### 3.3.8 Dreiemoment

Rotorakslingen er konstruert for å håndtere moment som tilsvarer motor med full last. Moment som overskrider disse nivåene er vanligvis av kort varighet, og er beskrevet som et forbigående høyt akslingsmoment. Forbigående høyt akslingsmoment skjer vanligvis under oppstart, MBT (Motor Bus Transfer) eller ved fasesynkronisering. MBT er et begrep som beskriver motorer som veksler mellom tilførselskilder. Det kan for eksempel genereres momenter som er mer en 20 ganger større enn maksimalt lastmoment gjennom en "ute av fase" MBT. Høye akslingsmomenter kan også opptre under normale driftsbetingelser, spesielt for høyhastighetsmotorer [15].

### 3.3.9 Sentrifugalkraft

Normalt er en rotor konstruert for å tåle overhastighet innenfor NEMA (National Electrical Manufactures Association) sine grenser, 20 % for to poler og 25 % for lavere hastigheter. Selv opp til disse hastighetene bør man likevel utvise forsiktighet dersom enheten er aktivisert under disse forhold. Et eksempel på denne tilstanden kan være inverteringsoperasjoner eller vindgeneratorer. Man bør utvise forsiktighet siden

komponentdeler som rotorkjerne til aksling (press-anordning) påvirkes av sentrifugalkraft og termisk stress. Dersom presset mellom rotorkjernen og akslingen svekkes, oppstår det vibrasjoner med potensielt ødeleggende resultater. Sentrifugalkrefter som overskrider overhastighetsgrensen bør også bli sjekket for potensielle problem som er assosiert med endringer og lamineringsstress [15].



## 4 Kabel

Kabelen som er benyttet for den elektriske overføringen er av typen som vist i figur 4-1. De fysiske konstantene som først og fremst er interessant ved elektrisk overføring er resistans, induktans og kapasitans, som er jevnt fordelt over hele den elektriske overføringslinjen [21]. I det påfølgende gis det en kort introduksjon til disse parametrene. Deretter behandles linjeteori samt beregning av kabelmodellen.



Figur 4-1 Elektrisk overføringskabel av typen 6/10 (12) kV, 3 leder kopper XLPE kabel, Cu skjerm [22].

### 4.1 Resistans

Resistansen i en elektrisk leder er definert som:

$$R = \frac{P_f}{I^2} \quad (4.1)$$

der  $P_f$  er effekttapet i lederen når den fører strømmen  $I$ . Resistansen vil normalt være avhenging av frekvensen. Den er minst ved likestrøm, og øker så med økende frekvens. Økningen ved kraftfrekvens (50-60 Hz) vil i de fleste praktiske situasjoner medføre en økning i resistans som er mindre enn 1 %. For likestrøm fremkommer resistansen av formelen:

$$R_0 = \frac{\rho l}{A} \quad (4.2)$$

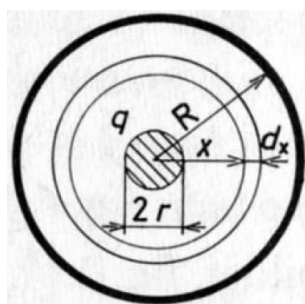
$\rho$  er resistiviteten for materialet i lederen,  $l$  [m] er lengden av lederen og  $A$  [m<sup>2</sup>] tverrsnittet. I praktisk ledningsberegning benyttes enheten  $\frac{\text{ohm} \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$  for  $\rho$ , og  $\text{mm}^2$  for  $A$ .

$$\frac{l}{\rho} = \gamma = \text{konduktiviteten.} \quad (4.3)$$

Likestrømsresistansen for snodde del-ledere er større enn det en finner i likning 4.2. Det er fordi de snodde lederne er noe lengre enn selve lederlengden. Denne økningen tilsvarer ca. 1-2 %. For alle metalliske ledere øker resistansen med økende temperatur. Variasjonen er tilnærmet lineært innefor temperaturområdet i praktiske sammenhenger [21].

## 4.2 Kapasitans og induktiv reaktans

På grunn av liten faseavstand og høy permittivitet i isolasjonen vil kabler ha en vesentlig kapasitans. For en-fase kabler med homogen isolasjon (se Figur 4-2) har man elektrisk flukstetthet i avstanden  $x$  fra sentrum, som følger:



Figur 4-2 En-fase kabel med homogen isolasjon [21].

$$D = \frac{q}{2\pi x} \quad (4.4)$$

Hvor  $q$  er ladning pr. lengdeenhet.

$$U = \int_r^R \frac{q}{2\pi\epsilon x} dx = \frac{q}{2\pi\epsilon} \ln \frac{R}{r} \quad (4.5)$$

$$C = \frac{q}{U} = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{R}{r}} = \frac{2\pi\epsilon_r \epsilon_0}{\ln \frac{R}{r}} \quad (4.6)$$

I H-kabler eller skjermede treleder-kabler, som vist i figur 4-1, er hver leder omgitt av en skjerm av metallisert papir eller lignende, som holder på jordpotensialet. Det vil si at hver leder elektrisk sett er en en-leder, og vi bruker samme ligning for hver leders kapasitans som for en-leder kabel, ligning 4.6. Det er heller ingen delkapasitans mellom lederne, og driftskapasitansen blir derfor den samme som jordkapasitansen pr. leder, som vist i Figur 4-3 [21].



Figur 4-3 H-kabel [21].

a) Kapasitans i H-kabel.

b) Trekløver-formasjon i H-kabel.

Vanligvis er kapasitansen og induktansen gitt av fabrikanten, men de kan også regnes ut fra ligning 4.7 og 4.8.

Den induktive reaktansen er avhengig av det symmetriske oppsettet av lederne, og dette må det derfor taes hensyn til ved beregning. Følgende er hentet fra [23]:

$$L = 0,05 + 0,2 \ln \left( \frac{K \cdot s}{r} \right) \quad (4.7)$$

Treløver-formasjon (se figur 4-3 b):  $K = 1$

Flat formasjon:  $K = 1,26$

$S$  = avstand mellom lederne [mm]

$r$  = lederens radius [mm]

$$C = \frac{\varepsilon}{18 \ln \left( \frac{d_y}{d_i} \right)} \quad (4.8)$$

$\varepsilon$  = relativ permittivitet i isolasjon

$d_y$  = ytre diameter av isolasjonen (mm)

$d_i$  = lederens diameter, inkludert skjerm (mm)

$\varepsilon_{XLPE} = 2,3$

### 4.3 Komponent-parametre

For å kunne observere hvilken virkning en lang forsyningskabel har på vanlig teori for motorstrømsanalyse, er det hensiktsmessig å konstruere en kabelmodell tilsvarende en høyspentkabel på 20 km, som forsyner en subsea-motor stasjonert på havbunnen. For å oppnå realistiske resultater har Framo Engineering AS bistått med komponent-parametre som samsvarer med et system som typisk brukes for høyspent-overføring til en subsea-motor. Parametrene for kabelen er gjengitt i Tabell 4-1.

Tabell 4-1 Komponent parametere fra Framo Engineering AS.

	Trafo	Omformer	Filter	Umbilical	Motorkabel	Motor	Total
<b>U</b>	11000 V	689 V	7835 V	7731 V	6603 V	6600 V	
<b>I</b>	164 A	2495 A	238 A	254 A	261 A	261 A	
<b>S</b>	3121 kVA	2977 kVA	3231 kVA	3397 kVA	2987 kVA	2986 kVA	
<b>P</b>	2978 kW	2947 kW	2903 kW	2901 kW	2600 kW	2599 kW	
<b>Q</b>	935 kVAr	420 kVAr	1419 kVAr	1768 kVAr	1470 kVAr	1469 kVAr	
<b>cos φ</b>	0,95	0,99	0,95	0,85	0,87	0,87	
<b>U/UN</b>	100 %	99,82 %	65,77 %	77,31 %	66,03 %	100,00 %	
<b>I/IN</b>	0,62	0,61	75,59 %		74,62 %	100,00 %	
<b>ΔU</b>			103 V	1129 V	3 V		
<b>Δu</b>	2,31 %		0,01 %	14,60 %	0,04 %		
<b>ΔP</b>	30 kW	44 kW	1701 W	301 kW	1 kW	299 kW	678 kW
<b>ΔP/P<sub>aksling</sub></b>	1,32 %	1,92 %	0,07 %	13,08 %	0,00 %		29,46 %
<b>J</b>				1,06 A/mm <sup>2</sup>	3,73 A/mm <sup>2</sup>		
<b>n</b>	98,98 %	100,00 %		89,63 %	99,95 %	88,49 %	77,25 %
	Inn frek.	Ut frekv.			(U/f)p.u.	100,00 %	
	60 Hz	60 Hz			n	3578 rpm	
					slip 0,60 %	0,60 %	
					P <sub>aksling</sub>	2300 kW	
					T <sub>aksling</sub>	6138 Nm	

$U$  = tilført linjespenning

$I$  = tilført strøm

$S$  = tilført tilsynelatende effekt

$P$  = tilført aktiv effekt

$Q$  = tilført reaktiv effekt

$\cos \phi$  = tilført effektfaktor

$U/U_N$  = forholdet mellom tilført spenning og komponentens merkespenning

$I/I_N$  = forholdet mellom tilført strøm og komponentens merkestrøm

$\Delta U$  = spenning fall

$\Delta u$  = spenningsfall i forhold til inngangsspenningen i prosent

$\Delta P$  = aktivt effekt tap

$\Delta P/P_{\text{shaft}}$  = forholdet mellom aktivt effekttap og motorens akslingseffekt

$J$  = kabelens strømtetthet

$\eta$  = virkningsgrad i prosent

$U_N$  for transformatoren refererer til primær merkespenning: 11kV

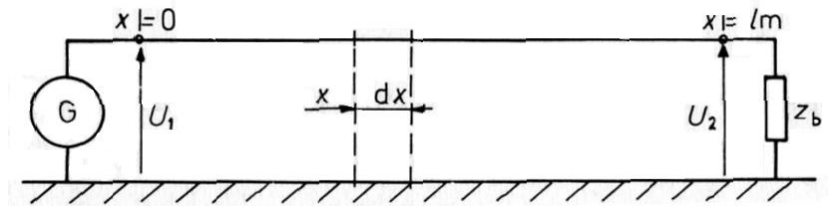
$U_N$  for umbilical og motor kabler refererer til nominell spenning:  $U_0/U_N$  ( $U_m$ ): 6/10(12) kV.  $U_N$  for motoren refererer til nominell spenning ved frekvens: 6600 V @ 60 Hz. Som vist i tabellen ovenfor har vi et spenningsfall på 14,6 % og en forandring i  $\cos \phi$  fra 0,85 topside til 0,87 subsea. Ut fra komponent-parametrene i Tabell 4-1 og de tekniske data for kabelen i Tabell 4-2 kan en nærmere betrakte sammenhengen mellom spenningene i endene av kabelen.

**Tabell 4-2 Teknisk data for XLPE kabel [23].**

XLPE	Lengde	$U_N$	$r$	$L$	$C$
	[km]	[kV]	[ $\Omega$ /km]	[mH/km]	[ $\mu$ F/km]
240 mm <sup>2</sup> Cu	20	6/10(12)	0,0754	0,32	0,47

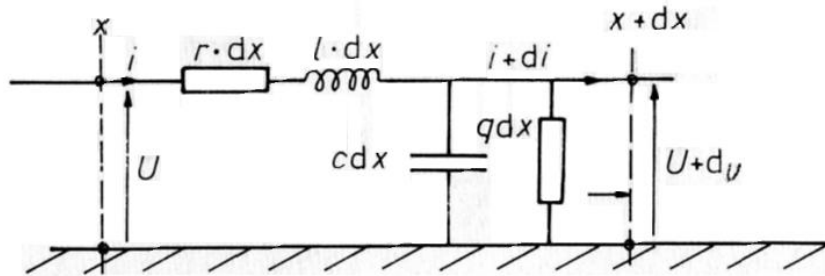
## 4.4 Linjelikningen

Ved elektrisk overføring er resistans, induktans og kapasitans jevnt fordelt over hele overføringslinjen. I det videre forutsettes en fullstendig symmetrisk trefase overføringslinje. Forholdet i de tre fasene er da like bortsett fra en faseforskyvning på  $120^\circ$  mellom de tre fasene. En vil da få oversikt over spenningsforholdene ved å betrakte en enkelt fase (se figur 4-4):



Figur 4-4 Overføring, en-fase [21].

Videre betrakter man et differensielt stykke  $dx$  av overføringen. Man kan da tegne opp et nytt ekvivalent skjema som vist i Figur 4-5.



Figur 4-5 Ekvivalentskjema for lengden  $dx$  [21].

$r$  = resistans pr. lengdeenhet

$l$  = induktans pr. lengdeenhet

$g$  = konduktans (avledning) pr. lengdeenhet

$c$  = kapasitans pr lengdeenhet (driftskapasitans)

$x$  = avstand fra linjens primær-ende

$l_m$  = overføringens totale lengde

$U_1 = U_{gf}$  = fasespenning i overføringens primær-ende

$U_2 = U_{bf}$  = fasespenning i overføringens sekundær-ende

$I_1 = I_g$  = strøm i linjens primær-ende

$I_2 = I_b$  = strøm i linjens sekundær-ende

Kichoffs lover for linjestykket  $dx$  gir:

$$u - r \cdot dx \cdot i - l \cdot dx \frac{\partial i}{\partial t} - (u + du) = 0 \quad (4.9)$$

$$i - c \cdot dx \frac{\partial u}{\partial t} - g \cdot dx \cdot u - (i + di) = 0 \quad (4.10)$$

Deler begge ligningene med  $dx$  og ordner:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = r \cdot i + l \cdot \frac{\partial i}{\partial t} \quad (4.11)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = c \cdot \frac{\partial u}{\partial t} + g \cdot u \quad (4.12)$$

En forutsetter videre stasjonære forhold, og at strøm og spenning er sinusfunksjoner med hensyn på tiden. Innfører da:

$$u = \text{Re}(Ue^{j\omega t}) \quad (4.13)$$

$$\frac{\partial u}{\partial t} = j\omega \cdot \text{Re}(Ue^{j\omega t}) = j\omega u \quad (4.14)$$

$$i = \text{Re}(Ie^{j\omega t}) \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial i}{\partial t} = j\omega \cdot \text{Re}(Ie^{j\omega t}) = j\omega i \quad (4.16)$$

$U$  og  $I$  er komplekse størrelser uavhengige av  $t$  og er bare avhengige av  $x$ . Dette innsatt i lign. 4.11 og 4.12 gir:

$$-\frac{dU}{dx} = j\omega l \cdot I + r \cdot I = (r + j\omega l) = zI \quad (4.17)$$

$$-\frac{dI}{dx} = j\omega c \cdot U + g \cdot U = (j\omega c + g)U = yU \quad (4.18)$$

Deriverer ligningene med hensyn på  $x$  og får:

$$-\frac{d^2U}{dx^2} = z \cdot \frac{dI}{dx} \quad (4.19)$$

$$-\frac{d^2I}{dx^2} = y \cdot \frac{dU}{dx} \quad (4.20)$$

Av de fire siste ligningene finner vi:

$$\frac{d^2U}{dx^2} = z \cdot y \cdot U = k^2U \quad (4.21)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = z \cdot y \cdot I = k^2I \quad (4.22)$$

$$k^2 = z \cdot y = (r + j\omega l)(g + j\omega c) \text{ kalles bølgekonstanten} \quad (4.23)$$

Disse to homogene differensial-ligningene har løsningene:

$$U = Ae^{kx} + Be^{-kx} \quad (4.24)$$

$$I = -\frac{A}{Z_b} e^{kx} + \frac{B}{Z_b} e^{-kx} \quad (4.25)$$

$$Z_b = \sqrt{\frac{z}{y}} \text{ kalles bølgeimpedansen} \quad (4.26)$$

Dersom en nå innfører grensebetingelsene:

$$\text{for } x = 0, U = U_1 \text{ og } I = I_1$$

$$\text{for } x = l_m, U = U_2 \text{ og } I = I_2 \text{ og} \quad (4.27)$$

$$\cosh x = \frac{e^x + e^{-x}}{2}, \cosh x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$$

får en følgende:

$$U_2 = U_1 \cosh kl_m - I_1 Z_b \sinh kl_m \quad (4.28)$$

$$I_2 = I_1 \cosh kl_m - \frac{U_1}{Z_b} \sinh kl_m$$

$$U_1 = U_2 \cosh kl_m - I_2 Z_b \sinh kl_m \quad (4.29)$$

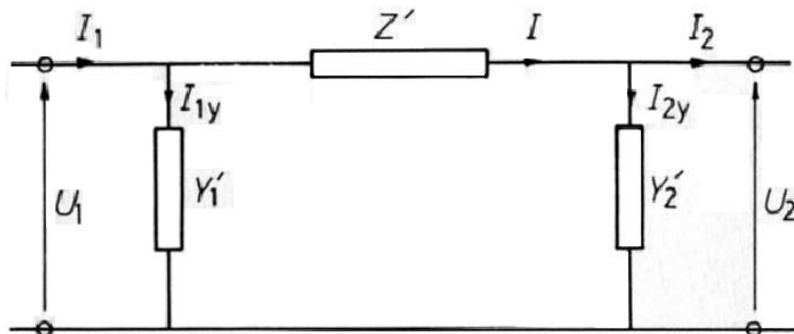
$$I_1 = I_2 \cosh kl_m + \frac{U_2}{Z_b} \sinh kl_m$$

Det er disse ligningene en må bruke dersom en skal ha eksakt sammenheng mellom strøm og spenning i de to linje-endene. I de aller fleste tilfeller kan vi imidlertid oppnå tilstrekkelig nøyaktighet ved mer tilnærmede metoder.



#### 4.4.1 Eksakt $\pi$ -skjema

På grunnlag av ligningene 4.28 og 4.29 kan en sette opp ekvivalente skjema med konsentrerte konstanter for overføringen. Det er da vanlig å velge et  $\pi$ -skjema som vist i Figur 4-6.



Figur 4-6  $\pi$ -skjema [21].

I henhold til betingelsen gitt på figuren finner vi:

$$I_{2y} = U_2 \cdot Y_2' \quad (4.30)$$

$$I_{1y} = U_1 \cdot Y_1' \quad (4.31)$$

$$I = I_2 + I_{2y} \quad (4.32)$$

$$U_1 = U_2 + Z'I = U_2 + Z'(I_2 + U_2Y_2') \quad (4.33)$$

$$U_1 = U_2(Z'Y_2' + l) + I_2Z' \quad (4.34)$$

$$I_1 = I_2 + I_{2y} + I_{1y} = I_2 + U_2Y_2' + U_1Y_1' \quad (4.35)$$

Lign. 4.34 og 4.28 gir:

$$I_1 = I_2(Z'Y_2' + l) + U_2(Y_1' + Z'Y_1Y_2' + Y_2') \quad (4.36)$$

Sammenligner en lign. 4.34 med 4.36 med lign. 4.29 ser en at de har samme form.

Skal skjemaet i Figur 4-6 tilfredsstillende lign 4.6 setter en altså:

$$Z'Y_2' + l = \cosh kl_m \quad (4.37)$$

$$Z' = Z_b \sinh kl_m \quad (4.38)$$

$$Y_1' + Z'Y_1Y_2' + Y_2' = \frac{U_2}{Z_b} \sinh kl_m \quad (4.39)$$

$$Z'Y_1' + l = \cosh kl_m \quad (4.40)$$

Sammenligner man da ligning 4.37 og 4.40 ser en at:

$$Y_1' = Y_2' = \frac{Y'}{2} \quad (4.41)$$

Lign. 4.37, 4.38 og 4.41 gir:

$$\frac{Y'}{2} = \frac{\cosh kl_m - l}{Z_b \sinh kl_m} \quad (4.42)$$

Nå er:

$$\tanh \frac{x}{2} = \frac{\cosh x - l}{\sinh x} \quad (4.43)$$

Dette innsatt i lign. 4.42 gir:

$$\frac{Y'}{2} = \frac{l}{Z_b} \tanh \frac{kl_m}{2} \quad (4.44)$$

Nå er:

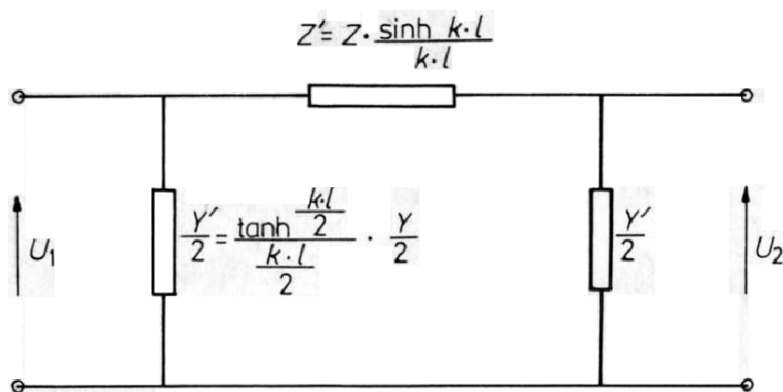
$$Z_b = \sqrt{\frac{z}{y}} = \sqrt{\frac{z^2}{k^2}} = \frac{z}{k} = \frac{zl_m}{kl_m} = \frac{Z}{kl_m} = \frac{kl_m}{yl} = \frac{kl_m}{Y} \quad (4.45)$$

Til slutt settes dette inn i lign. 4.38 og lign. 4.44 og man får:

$$Z' = Z \frac{\sinh kl_m}{kl_m} \quad (4.46)$$

$$\frac{Y'}{2} = \frac{Y}{2} \frac{\tanh \frac{kl_m}{2}}{\frac{kl_m}{2}} \quad (4.47)$$

Disse ligningene gir et ekvivalent skjema vist i Figur 4-7



Figur 4-7 Ekvivalent  $\pi$  – skjema [21].

#### 4.4.2 Forenklet ekvivalentskjema

Dersom en rekkeutvikler de hyperbolske uttrykkene i lign. 4.46 og 4.47 får en:

$$\frac{\sinh kl}{kl} = 1 + \frac{(kl)^2}{3!} + \frac{(kl)^4}{4!} + \dots \quad (4.48)$$

$$\frac{\tanh \frac{kl}{2}}{\frac{kl}{2}} = 1 - \frac{1}{3} \left( \frac{kl}{2} \right)^2 + \frac{2}{15} \left( \frac{kl}{2} \right)^4 - \dots \quad (4.49)$$

Nå er leddene  $\frac{(kl)^2}{3!}$  og  $\frac{1}{3} \left( \frac{kl}{2} \right)^2$  små sammenliknet med 1, og vi kan sette:

$$Z' = Z = (r + j\omega l)l_m \quad (4.50)$$

$$Y' = Y = (g + j\omega c)l_m \quad (4.51)$$

For alle praktiske overføringer vil avledningen  $g$  være så liten at vi kan se bort fra den. Kabelen Framo Engineering AS bruker til å forsyne subsea-motoren har en driftskapasitans på  $C_d = 0,47 \cdot 10^{-6}$  F/km og en induktans  $L = 0,32 \cdot 10^{-3}$  H/km [28], dvs.

$$\omega c d = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} = 1,77 \cdot 10^{-4} \text{ (ohm} \cdot \text{km)}^{-1}$$

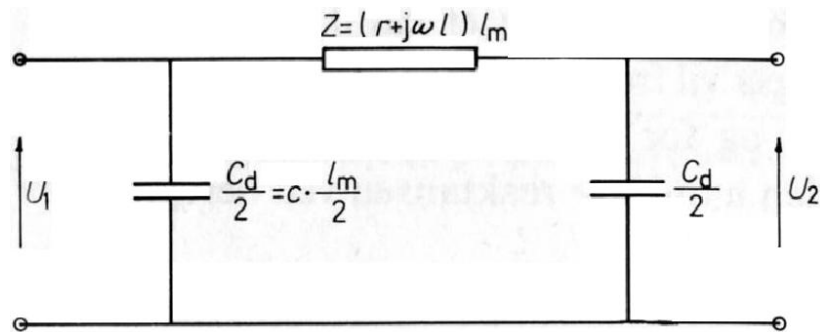
$$\omega l = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,32 \cdot 10^{-3} = 0,12 \text{ ohm/km}$$

Vi kan da regne ut hvor lang kabel man må ha for at feilen ved å bruke  $Z$  i stedet for  $Z'$  skal bli 1 %. Vi setter:

$$\frac{(kl_m)^2}{3!} \cdot 0,01 = \frac{0,12 \cdot 1,77 \cdot 10^{-4} \cdot l_m^2}{1 \cdot 2 \cdot 3}$$

$$l_m = \sqrt{\frac{0,01 \cdot 6 \cdot 10^4}{0,12 \cdot 1,77}} = 53 \text{ km}$$

Dersom man da setter samme kravet til leddet  $\frac{1}{3} \left( \frac{kl_m}{2} \right)^2$ , ser man at en vil få en enda større lengde. Vi kan derfor med tilstrekkelig nøyaktighet benytte oss av ekvivalent-skjemaet som vist i figur 4-8.



Figur 4-8 Ekvivalentskjema for kabelmodell [21].

$l_m$  = Kabelens lengde.

$C_d$  = Kabelens kapasitans.

$r$  = Kabelens resistans.

$l$  = Kabelens induktans.

$Z$  = Kabelens impedans.

#### 4.4.3 Beregning av umbilical

For en mer nøyaktig vurdering av konstanter, strømmer, spenninger og vinkler er det hensiktsmessig å sette opp et en-fase ekvivalentskjema sammen med et vektordiagram som vist i Figur 4-9 og Figur 4-10. En nærmere betraktning vil gi et grunnlag for hvordan kabelmodellen skal konstrueres ettersom systemet skal nedskaleres til et lavspenningsanlegg.

$$L = 0,32 \cdot 10^{-3} \text{ H/km}, r = 0,0754 \text{ } \Omega/\text{km}, C_d = 0,47 \cdot 10^{-6} \text{ F/km}$$

$$U_b = 6603 \text{ kV}, P_b = 2,6 \text{ MW}, \cos \varphi_b = 0,87, l_m = 20 \text{ km}, f = 60 \text{ Hz}$$

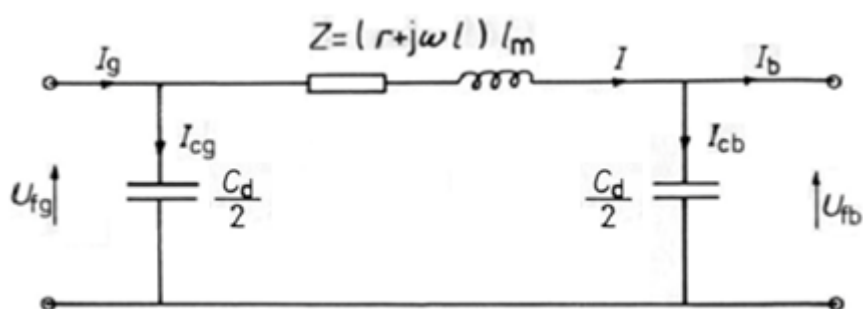
$$X = \omega \cdot L \cdot l_m = 2,41 \Omega$$

$$R = r \cdot l_m = 1,51 \Omega$$

$$Z = R + jX = 2,85 \angle 57,99 \Omega$$

$$\frac{\omega \cdot C_d}{2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_d \cdot l_m}{2} = 1,77 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$$

Ekvivalentskjema:



Figur 4-9 En-fase ekvivalentskjema.

$$U_{fb} = \frac{U_b}{\sqrt{3}} = 3810 \text{ V}$$

$$I_{cb} = U_{fb} \cdot \frac{\omega \cdot C_d}{2} = 6,75 \angle 90 \text{ A}$$

$$I_b = \frac{P_b}{\sqrt{3} \cdot U_b \cdot \cos \varphi} = 261,31 \angle -29,54 \text{ A}$$

$$I = I_b + I_{cb} = 258,04 \angle -28,24 \text{ A}$$

$$U_{fg} = U_{fb} + I \cdot Z = 4465 \angle 4,68 \text{ V}$$

$$I_{cg} = U_{fg} \cdot \frac{\omega \cdot C_d}{2} = 7,91 \angle 94,68 \text{ A}$$

$$I_g = I + I_{cg} = 253,83 \angle -26,74 \text{ A}$$

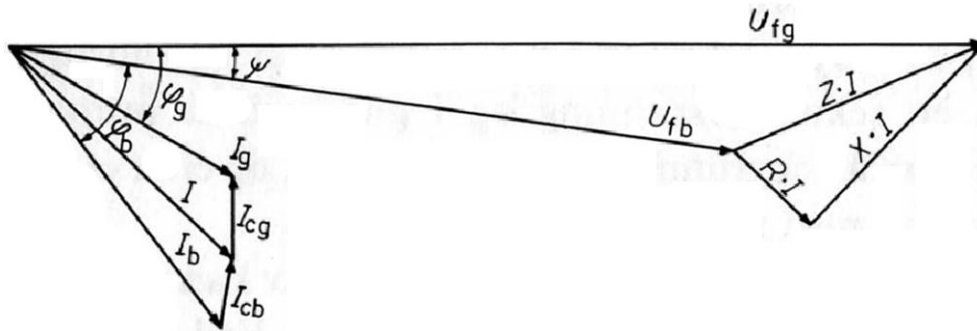
$$\varphi_g = 26,74 + 4,68 = 31,42^\circ$$

$$\cos \varphi_g = 0,853$$

$$U_g = \sqrt{3} \cdot U_{fg} = 7733 \angle 4,68 \text{ V}$$

$$I_q \approx 254 \text{ A}$$

En ser da at disse resultatene stemmer med komponent-parametrene som Framo Engineering AS bisto med. Dersom en ser på sammenhengen i vektor diagrammet får en:



Figur 4-10 Vektordiagram for en-fase [21].

$$R \cdot I = 389,13 \angle -28,23 \text{ V}$$

$$Z \cdot I = 734,2 \angle 29,76 \text{ V}$$

$$X \cdot I = 622,59 \angle 61,76 \text{ V}$$

$$U_{fg} = 4465 \angle 4,68 \text{ V}$$

$$U_{fb} = 3810 \angle 0 \text{ V}$$

$$I_{cb} = 6,75 \angle 90 \text{ A}$$

$$I_b = 261,31 \angle -29,54 \text{ A}$$

$$I = 258,04 \angle -28,24 \text{ A}$$

$$I_{cg} = 7,91 \angle 94,68 \text{ A}$$

$$I_g = 253,83 \angle -26,74 \text{ A}$$

## 4.5 Beregning av kabelmodell

Det er nå grunnlag for å utarbeide teorien og beregningen bak kabelmodellen. For å få et godt resultat er det hensiktsmessig at spenningsfallet og endring i  $\cos \varphi$  er lik den reelle overføringen. Etersom frekvens, strøm og spenning er lavere i lavspenningsanlegget (motortest-stasjonen) må det beregnes ny impedans for å tilfredsstille kravene. Motor-parametrene er kjent (se Tabell 4-3).

Tabell 4-3 Motordata for motorene på teststasjon.

Siemens											
Merkeeffekt	Treg-hetsmoment	Driftsdata ved merkemoment					Startmoment	Startstrøm	Klippmoment	Vekt	
		Turtall	Virkningsgrad	Effektfaktor	Merkestrøm	Merkemoment					
kW	kg m <sup>2</sup>	o/min	%	cos $\varphi$	ved 380 V	Nm	ved direkte start og Følgende faktorer ggr.	merke-	merke-	merke-	kg
4	0,011	1435	83	0,79	9,2	27	2,8	7,0	3,0	29	

$$\bar{L} = 6,5 \cdot 10^{-4} \text{ H/km}, \bar{r} = 0,105 \text{ } \Omega/\text{km}, \bar{C}_d = 3,5 \cdot 10^{-7} \text{ F/km}$$

$$\bar{U}_b = 380 \text{ V}, \bar{P}_b = 4844 \text{ W}, \cos \bar{\varphi}_b = 0,79, \bar{l}_m = 20 \text{ km}, \bar{f} = 50 \text{ Hz}$$

Ved å forutsette impedansen vil en etter noen forsøk finne fram til akseptable verdier.

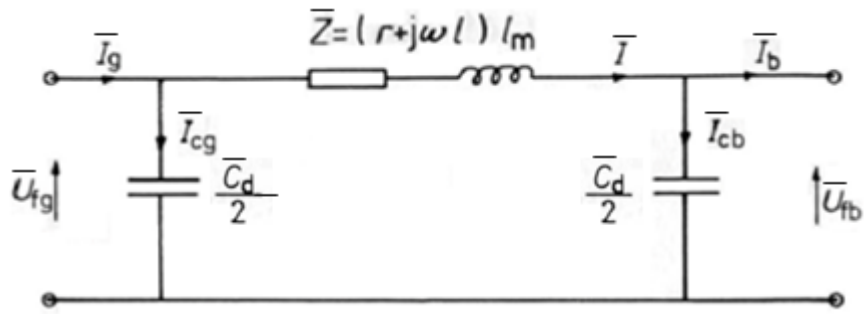
$$\bar{X} = 2 \cdot \pi \cdot \bar{f} \cdot \bar{L} \cdot \bar{l}_m = 4,08 \text{ } \Omega$$

$$R = \bar{r} \cdot \bar{l}_m = 2,1 \text{ } \Omega$$

$$Z = R + jX = 4,59 \angle 62,79 \text{ } \Omega$$

$$\frac{\omega \cdot \bar{C}_d}{2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \bar{f} \cdot \bar{C}_d \cdot \bar{l}_m}{2} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega^{-1}$$

Ved på nytt å sette opp et en-fase ekvivalentskjema (se Figur 4-11) med nye parametere, kan en finne resultatene for kabelmodellen.



Figur 4-11 En-fase ekvivalentskjema for kabelmodell.

$$\bar{U}_{fb} = \frac{\bar{U}_b}{\sqrt{3}} = 219,39 \text{ V}$$

$$\bar{I}_{cb} = \bar{U}_{fb} \cdot \frac{\bar{\omega} \cdot \bar{C}_d}{2} = 0,24 \angle 90 \text{ A}$$

$$\bar{P}_b = \bar{U}_m \cdot \bar{I}_b \cdot \cos \bar{\varphi} \cdot \sqrt{3} = 4784 \text{ W}$$

$$\bar{I}_b = \frac{\bar{P}_b}{\sqrt{3} \cdot \bar{U}_b \cdot \cos \bar{\varphi}} = 9,2 \angle -37,81 \text{ A}$$

$$\bar{I} = \bar{I}_b + \bar{I}_{cb} = 9,05 \angle -36,60 \text{ A}$$

$$\bar{U}_{fg} = \bar{U}_{fb} + \bar{I} \cdot \bar{Z} = 257,36 \angle 4,08 \text{ V}$$

$$\bar{I}_{cg} = \bar{U}_{fg} \cdot \frac{\bar{\omega} \cdot \bar{C}_d}{2} = 0,28 \angle 94,09 \text{ A}$$

$$\bar{I}_g = \bar{I} + \bar{I}_{cg} = 8,87 \angle -35,22 \text{ A}$$

$$\bar{\varphi}_g = 35,29 + 4,09 = 39,30^\circ$$

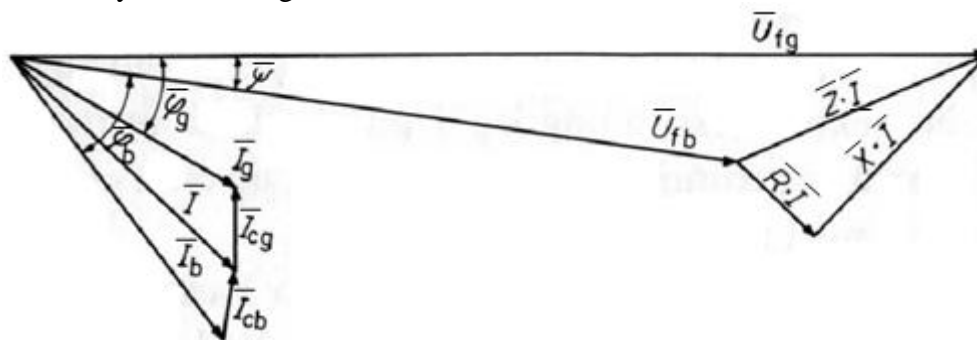
$$\cos \bar{\varphi}_g = 0,77$$

$$\bar{U}_g = \sqrt{3} \cdot \bar{U}_{fg} = 445,77 \angle 4,09 \text{ V}$$

$$\bar{I}_q \approx 8,87 \text{ A}$$



En får da et nytt vektordiagram for kabel-modellen:



Figur 4-12 Vektordiagram for en-fase kabelmodell.

$$\bar{R} \cdot \bar{I} = 19,02 \angle -36,6 \text{ V}$$

$$\bar{Z} \cdot \bar{I} = 41,58 \angle 26,18 \text{ V}$$

$$\bar{X} \cdot \bar{I} = 36,98 \angle 53,4 \text{ V}$$

$$\bar{U}_{fg} = 257,36 \angle 4,09 \text{ V}$$

$$\bar{U}_{fb} = 219,39 \angle 0 \text{ V}$$

$$\bar{I}_{cb} = 0,24 \angle 90 \text{ A}$$

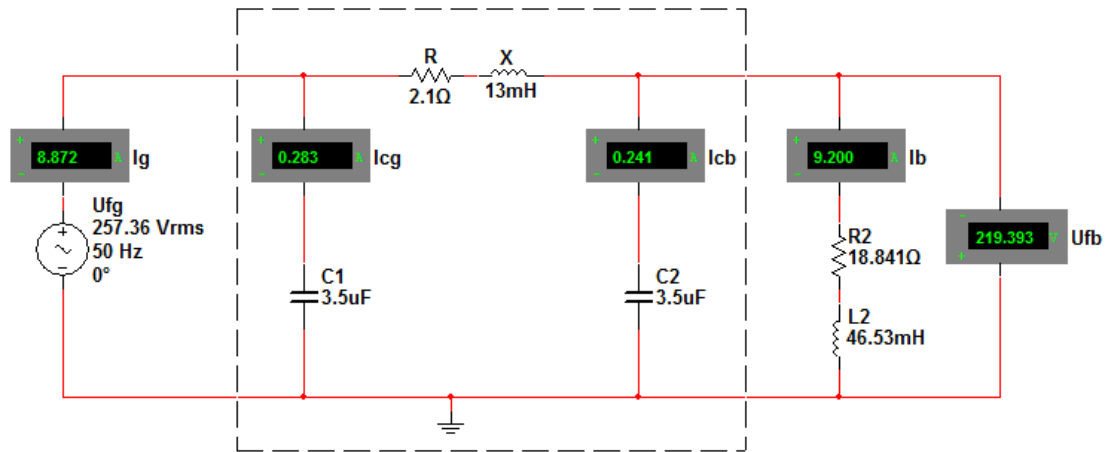
$$\bar{I}_b = 9,2 \angle -37,81 \text{ A}$$

$$\bar{I} = 9,05 \angle -36,6 \text{ A}$$

$$\bar{I}_{cg} = 0,28 \angle 94,09 \text{ A}$$

$$\bar{I}_g = 8,87 \angle -35,22 \text{ A}$$

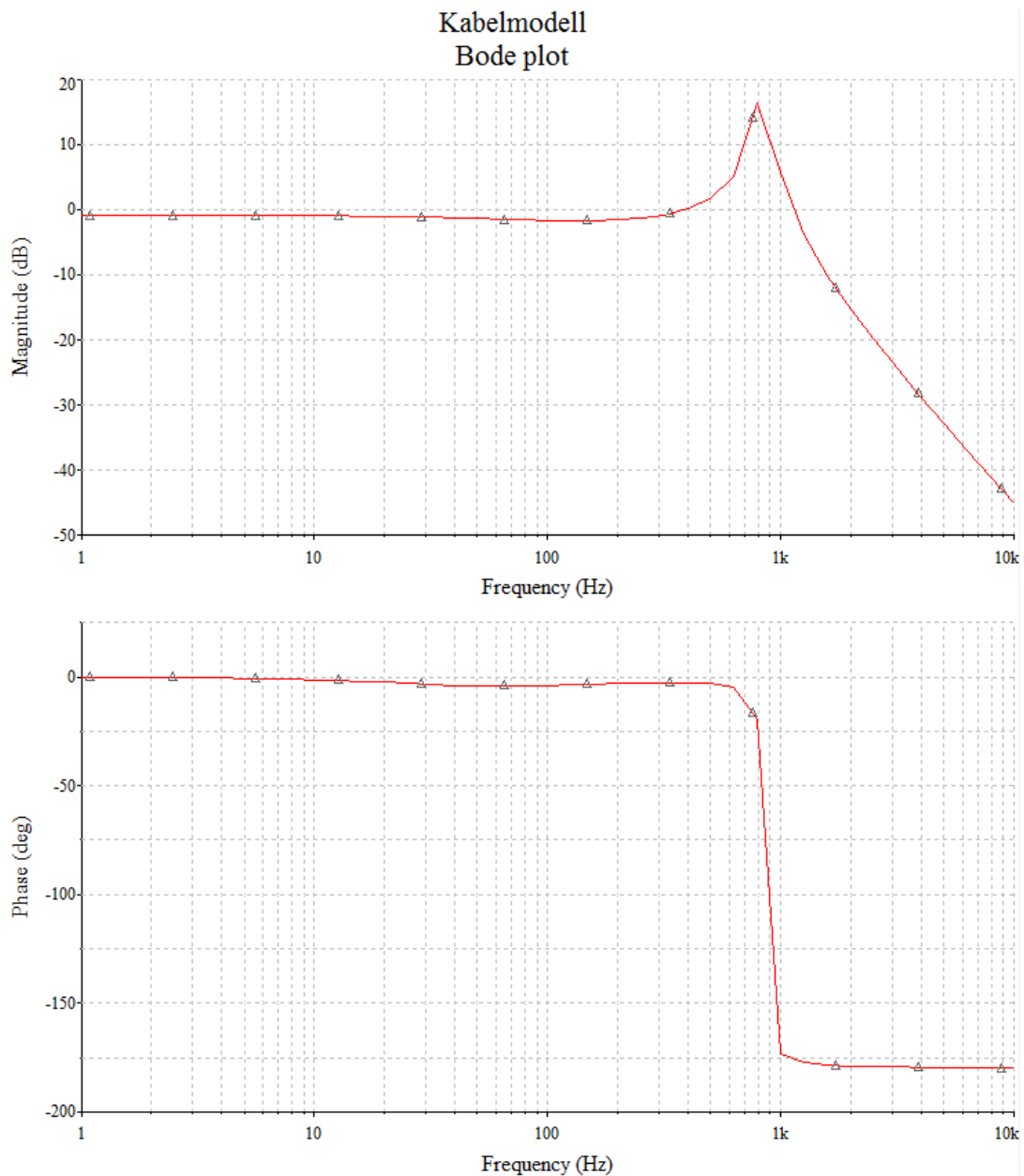
Simulerer en kabelmodellen i *Multisim*, som er et simuleringsprogram for elektriske kretser, med den nye impedansen, ser man at dette stemmer i forhold til utregningene ovenfor:



Figur 4-13 Simulering av kabelmodell i *Multisim*.

### 4.5.1 Bode-plot

For å få en bedre innsikt i kabelmodellens virkemåte er den simulert i *Multisim* der man på oversiktlig måte får fram bode-plottet (se Fig 4-14). Hvilke frekvenser kabelmodellen ”slipper gjennom” er en viktig faktor ettersom en må ha en oversikt over dette under FFT-analysen. FFT-analysen gjør nytte av frekvenser fra typisk 0 til 800 Hz. I enkelte tilfeller kan det være nødvendig å studere frekvenser som ligger høyere enn 800 Hz, men frekvenser over 800 Hz er ikke relevante i denne mastergradsoppgaven.



**Figur 4-14** Bode-plot for kabelmodell i *Multisim*.

Kabelmodellen opptrer som et lavpassfilter, og som en ser av Figur 4-14 holder amplituden seg konstant til 800 Hz hvor den avtar nokså raskt. Dette er et typisk forløp for et lavpassfilter. Ved -6 dB er signalet på utgangen dempet til det halve, og ved -50 dB er signalet dempet til ca. 0,003. I praksis betyr dette at ved 1000 Hz er det et svært lite signal på utgangen.

I faseplottet har man en faseforskyvning fra  $0^\circ$  ved lave frekvenser til  $-180^\circ$  ved frekvenser over knekkfrekvensen på 800 Hz. Ved 50 Hz har man en faseforskyvning på  $4,1^\circ$ , som stemmer bra med de teoretiske beregningene fra Kap 4.5. Vi kan se at

filteret er 2. ordens siden det er en forsterkningstopp ved ca. 800 Hz., som altså er den udempede resonansfrekvensen for filteret.

Siden kabelmodellen filtrerer bort frekvensene over 800 Hz beholdes frekvensene lavere enn 800 Hz slik at disse kan inngå i FFT-analysen [24].

Man har da kommet fram til størrelsen på komponenter en trenger for å kunne konstruere kabelmodellen med et  $\Pi$ -ledd (Tabell 4-4)

**Tabell 4-4 Størrelsen på impedansen pr. fase.**

<b>Impedansen pr. fase</b>		
<b>r</b>	<b>L</b>	<b>C</b>
<b>[<math>\Omega</math>]</b>	<b>[mH]</b>	<b>[<math>\mu</math>F]</b>
2,1	13	2·3,5

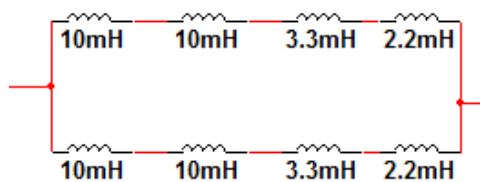
## 4.6 Bygging av kabelmodell

Erfaringsmessig kan det være betydelig forskjell på teori og praksis, og det viste seg også ved konstruksjon av kabelmodellen. Hovedutfordringen var å få tilgang til riktige komponenter. Med det menes at komponentene må ha riktige størrelser, toleranser og ikke minst motstå effektene de blir utsatt for under eksperimentene. I tillegg var økonomi en faktor som det også måtte taes hensyn til. Etter å ha sjekket med flere leverandører kom man fram til en løsning som innebar å serie- og parallell-koble impedansen for å få testutstyret til å fungere tilfredsstillende. Dette blir drøftet nærmere i de neste avsnittene.

For å illustrere utfordringen ser vi nærmere på den ene fasen av kabelmodellen.

### 4.6.1 Induktans

Målet var å oppnå en induktans på 13 mH pr. fase som ikke var standard hos leverandøren. I tillegg må man regne med at motoren trekker 9,2 A i merkedrift og det meste av strømmen flyter gjennom de induktive komponentene. Det viste seg at spolene fra leverandøren hadde en merkestrøm på 8 A. For å oppnå en induktans i nærheten av 13 mH var løsningen å parallell-koble spoler med ulik induktans (se figur 4-15), som medfører at strømmen i kretsen da vil fordele seg. Spolene har også en indre resistans som medfører at den totale resistansen i kretsen ville endre seg dersom en ikke kompenserte for dette.

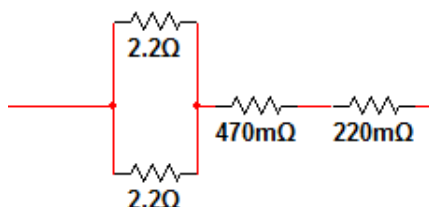


Figur 4-15 Kobling av spoler på kabelmodell.

Ved å løse problemet som vist i Figur 4-15 får en fordelt strømmen i hver gren og den totale teoretiske induktansen er på 12,75 mH. Den indre motstanden vil være 0,3  $\Omega$ .

## 4.6.2 Resistans

Målet var å oppnå en resistans på  $2,1 \Omega$  pr. fase. Her må man også ta hensyn til effekten, og at motoren trekker  $9,2 \text{ A}$  i merkedrift. De ohmske motstandene kunne tåle  $50 \text{ W}$  ved  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ , uten noen spesiell form for kjøling. Også i dette tilfelle måtte man parallell - og serie-koble for komme fram til en akseptabel løsning (se Figur 4-16).



Figur 4-16 Kobling av motstander på kabelmodell.

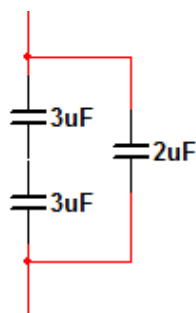
Ved å løse problemet som gjengitt ved Figur 4-16 oppnår man en total motstand på  $1,79 \Omega$ , samt  $0,3 \Omega$  fra den indre motstanden fra spolene, totalt  $2,09 \Omega$ .

Ved denne løsningen vil man også være under den kritiske grensen på  $50 \text{ W}$  for hver motstand når man tar i betraktning at motoren trekker  $9,2 \text{ A}$ .

## 4.6.3 Kapasitans

Kondensatorene bød ikke på noen spesielle problemer. Det går en liten strøm gjennom dem, og de tåler en spenning opp til  $450 \text{ V}$ , som var tilstrekkelig for modellen.

Ved å koble som vist i Figur 4-17 oppnår vi en kapasitans på  $3,5 \mu\text{F}$ .



Figur 4-17 Kobling av kondensator på kabelmodell.

#### 4.6.4 Konstruksjon

For å besørge kjøling og tilgjengelighet ble det komponentene montert på treplater dekket med en aluminiumsplate, som vist i Figur 4-18



**Figur 4-18 En-fase kabelmodell.**

Aluminiumsplaten er koblet direkte til jord, og komponentene er skrudd fast i platen. For å skjerme modellen fra den høye startstrømmen til motoren er det lagt inn en bryter i kretsen slik at kablemodellen kobles inn når motoren går i merkedrift. En trefase-sikring på 10 A er også koblet inn i kretsen av sikkerhetsmessige hensyn. Skulle strømmen overskride 10 A er komponentene i fare for å havarere. Ved å måle strømmene og spenningene både foran og etter modellen verifiserte en at de teoretiske beregningen stemte meget bra med virkeligheten, som igjen gjenspeiler applikasjonen til Framo Engineering AS.

## 5 Tilstandsovervåking ved motorstrømanalyse

Induksjons-motorer er kritiske komponenter i mange industrier, og er ofte integrert i ulike applikasjoner. Sikkerhet, pålitelighet, effektivitet og ytelse er noen av de viktigste faktorene i induksjonsmotorens applikasjoner. På grunn av høye pålitelighetskrav og store kostnader ved havari, er tilstandsovervåking av vesentlig betydning. Tilstandsovervåking overvåker forskjellige parametere i maskinen for å kunne bestemme ”helsen” til maskinen. Motorstrømanalyse er en teknikk som er basert på overvåking av strømmen som maskinen trekker i drift. Teknikken kan detektere ulike feil som stavbrudd i rotor, lagerfeil, eksentrisitets-feil og vinding-til-vindings-feil ved å analysere linje-strømmen [25].

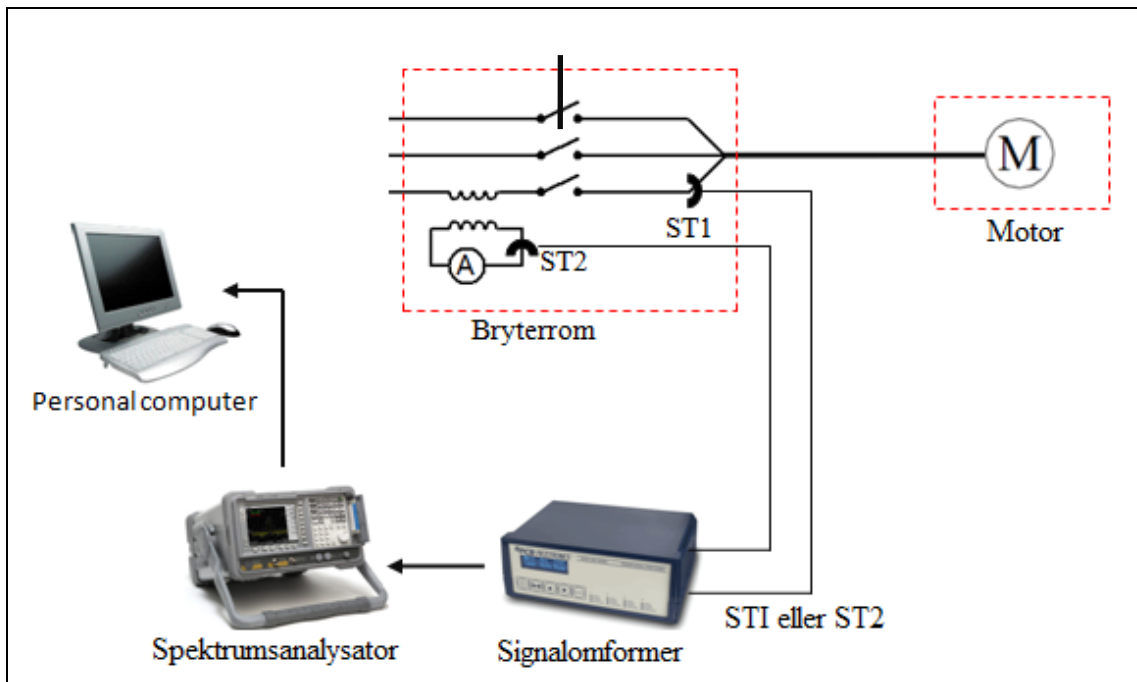
I de følgende avsnittene drøftes teorien bak motorstrømanalyse nærmere.

### 5.1 Motorstrømanalyse

Motorstrømanalyse er en prosedyre hvor man analyserer motorstrømmen for å kunne detektere ulike feil. Motorstrømmen fungerer som en meget god omformer. Ved å foreta spektrumsanalyse av motorstrømmen og spennings-signalene, kan en altså detektere ulike feil uten å forstyrre driften. Dette er også kalt MCSA (Motor Current Signal Analysis) eller på engelsk: *current signature*.

Motorstrømanalyse innebærer måling av elektrisk strøm rundt en av tilførselsfasene til motoren, enten med tangampermeter eller gjennom en strømtransformator. Denne strømmen blir deretter transformert om til dens frekvensspektrum og analysert for feil [25].





Figur 5-1 Tradisjonelt MCSA instrumenteringssystem [5].

Figur 5-1 viser et typisk MCSA system for overvåke tilstanden på en trefase induksjonsmotor. En ser her at strømtransformatoren (ST2) kan være plassert fjerntliggende fra motoren [5].

### 5.1.1 Rotorfeil

En full teoretisk analyse av en trefase induksjonsmotor som opererer med ødelagte rotorstaver er gjengitt i [26]. Det er kjent at en trefase symmetrisk statorvikling som får en symmetrisk forsyning kun vil produsere et positivt roterende felt som roterer med synkron hastighet gitt ved [5]:

$$n_1 = \frac{f_1}{p}$$

$n_1$  = synkron-hastighet [rps]

$f_1$  = forsyningsfrekvens [Hz]

$p$  = antall polpar

Rotoren i induksjonsmaskinen roterer alltid med en hastighet ( $n$ ) mindre en synkronhastighet. Sakkingen  $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ , til induksjonsmotor er differansen mellom

den synkrone hastigheten og rotorens hastighet. Sakkingshastighet, altså selve forskjellen mellom hastigheten på det roterende feltet til stator og den faktiske hastigheten til rotor er  $n_2 = n_1 - n = s \cdot n_1$ .

Frekvensen av rotorstrømmene er kalt sakkingsfrekvensen og er gitt ved:

$$f_2 = n_2 \cdot p = s \cdot n_1 \cdot p \quad (5.1)$$

Hastigheten på det roterende feltet produsert av strømmen i rotorstavene med respekt til de stasjonære statorviklingene er da:

$$n_2 + n = n + n_1 - n = n_1 \quad (5.2)$$

Med respekt til statorviklingen, vil da hastigheten på det roterende feltet fra rotoren tilsvare hastigheten på det roterende feltet, altså synkron-hastigheten. Begge feltene er låst sammen slik at det gir en stabil momentproduksjon.

Med ødelagte rotorstaver i motoren, vil det i tillegg bli produsert et negativt roterende magnetisk felt som roterer med slipphastigheten med respekt til rotoren. Det negative roterende feltets hastighet, som er produsert av rotor grunnet ødelagte rotorstaver, er:

$$n_b = n_2 - n = n_1(1 - s) - sn_1 = n_1 - 2sn_1 = n_1(1 - 2s) \quad (5.3)$$

Den stasjonære statorviklingen vil nå se et roterende felt som:

$$n_b = n_1(1 - 2s) \quad (5.4)$$

Eller uttrykt i frekvens:

$$f_b = f_1(1 - 2s) \quad (5.5)$$

Dette betyr at et roterende felt med denne frekvensen kutter statorviklingene, og inducerer en strøm med frekvensen  $f_b$ . Det betyr at  $f_b$  er to ganger sakkingfrekvensen, og at det oppstår hastighet og momentpulseringer på  $2sf_1$ , som medfører et overliggende sidebånd  $2sf_1$  over  $f_1$  [27].

Klassiske sidebånd inntreffer derfor ved  $\pm 2sf_1$  rundt forsyningsfrekvensen [27].

$$f_b = f_1(1 \pm 2s) \text{ [Hz]} \quad (5.6)$$

Der de lavere sidebåndene er typisk grunnet ødelagt rotorstav, mens de overliggende sidebåndene er grunnet konsekvent hastighet og momentpulseringer. Det er vist i flere artikler [28-29] at ødelagte rotorstaver gir en økning i sekvenser av slike sidebånd:

$$f_b = f_1(1 \pm 2ks) \text{ [Hz]} \quad (5.7)$$

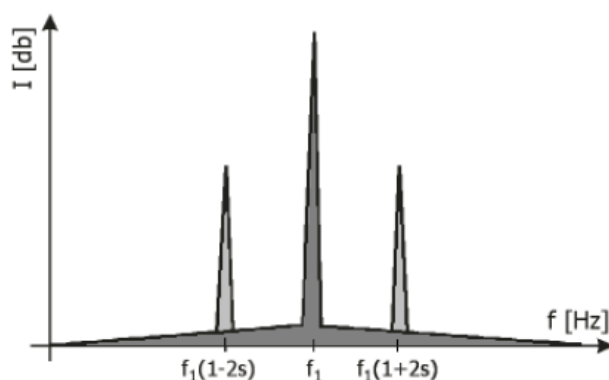
Der:

$f_1$  = forsyningsfrekvens [Hz]

$s$  = sakking [per unit]

$k = 1, 2, 3, \dots$ , henholdsvis

Et ideelt strømspekter er vist i Figur 5-2. De to sidebåndene grunnet ødelagte rotorstaver kan lett bli observert. Typisk er (dB) Vs frekvensspektrum brukt for å gi en bred dynamisk rekkevidde og for å detektere de unike strømsignaturmønstrene som er karakteristiske for feilene [27].



Figur 5-2 Ideelt strømspekter [27].

Sidebåndene for motoren som ble brukt i denne mastergradsoppgaven har en rotorhastighet i merkedrift på 1435 rpm.

$$S = \frac{1500 - 1435}{1500} = 0,0433 \quad (5.8)$$

Formeluttrykk fra (6.7) gir følgende sidebåndsverdier:

$50(1 + 2 \cdot 1 \cdot 0,0433) = 54,33 \text{ Hz}$	$50(1 - 2 \cdot 1 \cdot 0,0433) = 45,67 \text{ Hz}$
$50(1 + 2 \cdot 2 \cdot 0,0433) = 58,67 \text{ Hz}$	$50(1 - 2 \cdot 2 \cdot 0,0433) = 41,33 \text{ Hz}$
$50(1 + 2 \cdot 3 \cdot 0,0433) = 63,00 \text{ Hz}$	$50(1 - 2 \cdot 3 \cdot 0,0433) = 37,00 \text{ Hz}$
$50(1 + 2 \cdot 4 \cdot 0,0433) = 67,33 \text{ Hz}$	$50(1 - 2 \cdot 4 \cdot 0,0433) = 32,67 \text{ Hz}$
$50(1 + 2 \cdot 5 \cdot 0,0433) = 71,67 \text{ Hz}$	$50(1 - 2 \cdot 5 \cdot 0,0433) = 28,33 \text{ Hz}$

Ved hjelp av en spektrumsanalyser kan det påvises at strømkomponentenes amplitudeverdier gir en indikasjon på type feil eller skade som har oppstått i induksjonsmotorens rotorkrets. I praksis er det ofte sidebåndet  $(1 - 2s)f_1$  som undersøkes ved feildiagnostisering [28].

### 5.1.2 Statisk og dynamisk rotoreksentrisitet

Statisk - og dynamisk rotoreksentrisitet vil påvirke strømspekteret til motorstrømmen. Det kan være mange årsaker til at det oppstår luftgapseksentrisitet i en induksjonsmaskin. Som nevnt tidligere kan rotoreksentrisitet opptre på to forskjellige måter. For eksempel statisk eksentrisitet hvor rotoren er forskjøvet i forhold til statorens boreakse, men likevel fortsatt kan rotere om sin egen akse. Statisk eksentrisitet kan oppstå på grunn av oval stator-kjerne eller ukorrekt posisjonering av stator.

Dynamisk eksentrisitet opptrer når rotorsenter ikke sammenfaller med rotasjonen og det da medfører at minimums luftgap roterer med stator. Det kan forekomme ved for eksempel lagerslitasje, bøyd rotoraksling, skjev lagerinnstilling og mekanisk resonans ved kritiske hastigheter. Statisk- og dynamisk eksentrisitet kan påvises ved strømspekteranalyse, og de interessante frekvenskomponentene er i da følge [30]:

$$fe = f \left\{ (kR \pm n_d) \left( \frac{1-s}{p} \right) \pm v \right\} \quad (5.9)$$

$fe$  = frekvenskomponenter som er en funksjon av luftgapseksentrisitet.

$f$  = tilførselsfrekvensen.

$R$  = antall rotorspor

$n_d$  = eksentrisitetstall

$s$  = sakking

$p$  = antall polpar

$v = \pm 1, \pm 3, \pm 5 \dots$

Ved statisk eksentrisitet er  $nd = 0$ . Dersom den statiske eksentrisiteten øker, så vil også amplituden på de aktuelle frekvenskomponentene også øke. Ved dynamisk eksentrisitet er  $nd = 1, 2, 3 \dots$  og nye frekvenskomponenter vil komme fram.  $k$  = er ethvert heltall, og  $v$  = er orden av tids harmoniske som er tilstede i strømforsyningen som driver motoren.

Dersom både statisk- og dynamisk eksentrisitet oppstår sammen vil lavfrekvente komponenter nær fundamentalfrekvensen være gitt av [30]:

:

$$f_l = |f \pm kf_r| \quad (5.10)$$

$k = 1, 2, 3, \dots$

$f_r$  = maskinens roterende frekvens

Som det er vist tidligere i forbindelse med rotorfeil, vil det også ved eksentrisitetsfeil oppstå frekvenser både omkring fundamentalfrekvensen, men også omkring de sporharmoniske frekvensene. Hvis dynamisk eksentrisitet finner sted vil en få følgende lavfrekvente harmoniske statorstrømmer i følgende formeluttrykk fra ligning (5.9):

( $f = 50, R = 0, p = 2, s = 0,0433, k = 1$  og  $v = 1$ )

$$f_e = 50 \left\{ (0 \pm 1) \left( \frac{1 - 0,0433}{2} \right) \pm 1 \right\} = 26,1 \text{ Hz og } 73,9 \text{ Hz} \quad (n_d = 1)$$

$$f_e = 50 \left\{ (0 \pm 2) \left( \frac{1 - 0,0433}{2} \right) \pm 1 \right\} = 2,2 \text{ Hz og } 97,8 \text{ Hz} \quad (n_d = 2)$$

Eksempel på sporharmoniske frekvenser kan være ved statisk eksentrisitet:

( $f = 50, R = 28, p = 2, s = 0,0433, k = 1$  og  $v = 1$ )

$$f_e = 50 \left\{ (28 \pm 0) \left( \frac{1 - 0,0433}{2} \right) \pm 1 \right\} = 619,7 \text{ Hz og } 719,7 \text{ Hz} \quad (n_d = 0)$$

Ved dynamisk eksentrisitet vil blant andre disse frekvensene oppstå:

( $f = 50, R = 28, p = 2, s = 0,0433, k = 1$  og  $v = 1$ )

$$f_e = 50 \left\{ (28 \pm 1) \left( \frac{1 - 0,0433}{2} \right) \pm 1 \right\} = 695,8 \text{ Hz og } 743,6 \text{ Hz} \quad (n_d = 1)$$

### 5.1.3 Lagerfeil

Som beskrevet tidligere er lagerfeil en av de hyppigste feiltyper i forbindelse med asynkronmotordrifter. Statistiske undersøkelser viser at 40-50% av alle feil kan føres tilbake til lagerproblematikk. En nærmere beskrivelse av lagerproblematikk er gjengitt i Kap 3.1.

Når en kule er defekt, eller når den ruller over en defekt lagerring lages det et avtrykk langs lagerringen, som igjen produserer en mekanisk vibrasjon som er mulig å detektere. Frekvensen på vibrasjonen som lages er avhengig av hvilken overflate lageret som inneholder feilen har. Disse frekvensene avhenger også av de geometriske dimensjonene på lager og rotasjonshastighet i rotor. En kan da komme fram til en feilfrekvens for de delene av et lager med følgende formel uttrykk [17]:

$$\text{Defekt indre bane:} \quad F_y = \frac{n}{2} F_r \left( 1 - \frac{Bd}{Pd} \cos \beta \right) \quad (5.11)$$

$$\text{Defekt ytre bane:} \quad F_i = \frac{n}{2} F_r \left( 1 + \frac{Bd}{Pd} \cos \beta \right) \quad (5.12)$$

$$\text{Defekt kule:} \quad F_k = \frac{Pd}{Bd} F_r \left\{ 1 - \left( \frac{Bd}{Pd} \cos \beta \right)^2 \right\} \quad (5.13)$$

$n$  = antall kuler

$Bd$  = kulediameter

$Pd$  = lagerdiameter (pitch diameter)

$\beta$  = kontaktvinkel for kulene mot ringen

$$F_r = \text{rotorfrekvens} = \left( \frac{\text{mekanisk hastighet}}{60} \right)$$

Enhver lagerdefekt vil medføre en radiell bevegelse mellom rotor og stator i maskinen. Denne mekaniske forstyrrelsen medfører at maskinens luftgap varierer på en måte som kan beskrives som en roterende eksentrisitetsbevegelse i begge retninger.

På samme måte som ved luftgapseksentrisitet vil disse vibrasjonene generere statorstrømmer med følgende frekvenser i forhold til nettets fundamentalfrekvens og motorens vibrasjonsfrekvenser [17]:

$$f_L = |f_1 \pm m \cdot f_v| \quad (5.14)$$

$f_L$  = harmoniske statorstrømfrekvenser pga. lagervibrasjoner.

$f_v$  = vibrasjonsfrekvens avhengig av lagerutforming og feiltype.

$m = 1, 2, 3, 4 \dots$

Videre følger beregningseksempler på harmoniske strømfrekvenser med utgangspunkt i vår testmaskin. Man finner først de mekaniske vibrasjonene som vist i formeluttrykk (5.11), (5.12), og (5.13). Deretter setter en disse vibrasjonsfrekvensene inn i formeluttrykk (5.14). Testmotoren har følgende lagerdata:

Kulelager på akslingsende:

$$n = 9, Bd = 9,52 \text{ mm}, Pd = 53,1 \text{ mm}$$

Kulelager på vifteende:

$$n = 9, Bd = 7,94 \text{ mm}, Pd = 45,25 \text{ mm}$$

Nominell rotorfrekvens:

$$f_r = \frac{1435}{60} = 23,92 \text{ s}^{-1}$$

Vi antar at kontaktvinkel  $\beta = 0^\circ$

Kalkulerte vibrasjonsfrekvenser for testmotoren vil ved forskjellige lagerfeil være:

Akslingsende:  $F_y = 88,3 \text{ Hz}$   $F_i = 126,9 \text{ Hz}$   $F_k = 129,1 \text{ Hz}$

Vifteende:  $F_y = 88,7 \text{ Hz}$   $F_i = 126,5 \text{ Hz}$   $F_k = 132,1 \text{ Hz}$

Følgende statorstrømfrekvenser fra formeluttrykk (5.14) kan da påvises:

Feil på ytre lagerring på akslingsenden:

$$|50 \pm 88,3| \text{ Hz} = 138,3 \text{ Hz og } 38,3 \text{ Hz}, 226,6 \text{ Hz og } 126,6 \text{ Hz osv.}$$

Feil på ytre lagerring på vifteenden:

$$|50 \pm 88,7| \text{ Hz} = 138,7 \text{ Hz og } 38,7 \text{ Hz}, 227,4 \text{ Hz og } 127,4 \text{ Hz osv.}$$

Feil på indre lagerring på akslingsenden:



$|50 \pm 126,9|$  Hz = 176,9 Hz og 76,9 Hz, 303,8 og 203,8 Hz osv.

Feil på indre lagerring på vifteenden:

$|50 \pm 126,5|$  Hz = 176,5 Hz og 76,5 Hz, 303,0 og 208,0 Hz osv.

Feil på lagerkule på akslingsenden:

$|50 \pm 129,1|$  Hz = 179,1 Hz og 79,1 Hz, 308,2 Hz og 208,2 Hz osv.

Feil på lagerkule på vifteenden:

$|50 \pm 132,1|$  Hz = 182,1 Hz og 82,1 Hz, 317,2 Hz og 214,2 Hz osv.

### 5.1.4 Statorvindingsfeil

Som beskrevet tidligere er kortsluttede vindinger et problem som ofte oppstår i asynkronmaskinen. For en nærmere analyse av disse statorfeilene henvises det til Kap 3.2. Kortsluttede vindinger er ofte årsaken til større statorfeil, som kan medføre motorhavari. Det er derfor hensynsmessig å detektere strømkomponenter i statorvindingene som er en følge av kortsluttede vindinger. Tidligere teoretiske studier har vist at følgende formel gir komponenter i luftgapsfluksen som er en funksjon av kortsluttede vindinger [5]:

$$f_{st} = f_1 \left\{ \frac{n}{p} (1-s) \pm k \right\} \quad (5.15)$$

$f_{st}$  = komponenter som er en funksjon av kortsluttede vindinger

$f_1$  = tilførsel frekvensen

$n = 1, 2, 3, \dots$

$k = 1, 3, 5, \dots$

$s$  = sakking

$p$  = polpar

Diagnostisering av kortsluttede vindinger via statorstrømanalyse er basert på deteksjon av frekvenskomponentene som er gitt av formel (5.15), ettersom det i disse roterende fluksbølger blir induisert en korresponderende strøm i statorviklingen.

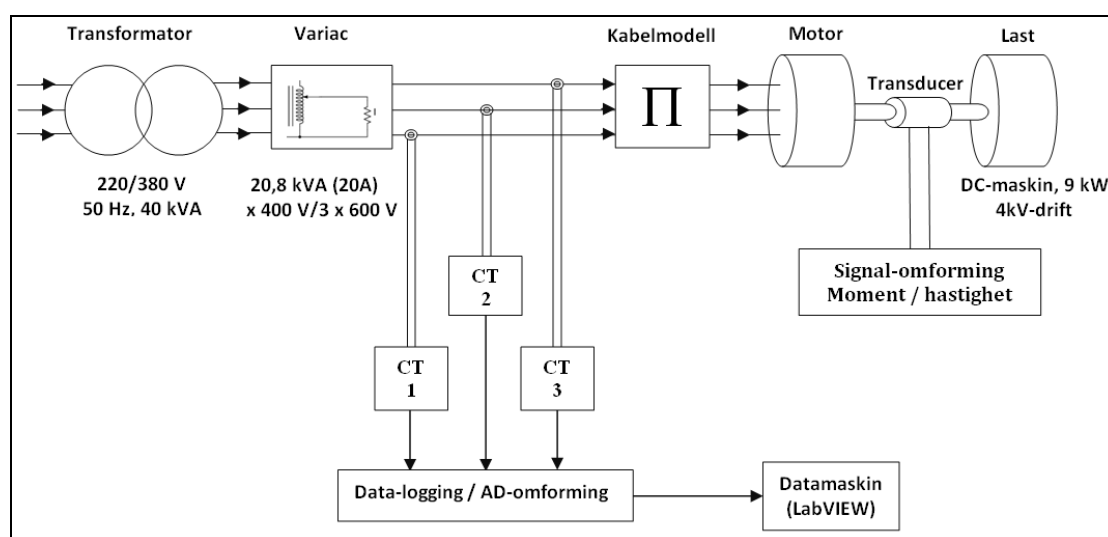
Som følge av at det ikke var tilgang til motor med statorfeil i eksperimentene blir det her ikke beregnet noen harmoniske strømfrekvenser som følge av kortsluttede vindinger.

## 6 Eksperimenter

De eksperimentelle forsøkene ble gjennomført på HIB sin motorteststasjon. Den har vært brukt til lignende forsøk tidligere. De neste avsnittene tar for seg det eksperimentelle oppsettet og deretter resultatet av det eksperimentelle arbeidet.

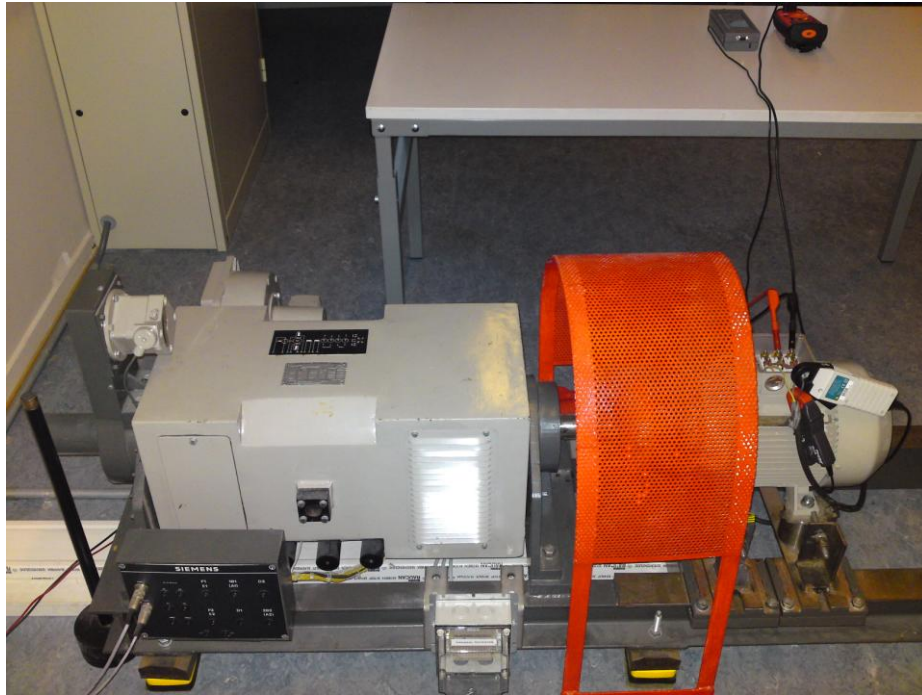
### 6.1 Det eksperimentelle oppsettet

Når det her blir drøftet det eksperimentelle oppsettet vil det i hovedsak dreie seg om det som har størst relevans for motorstrømsanalyse.

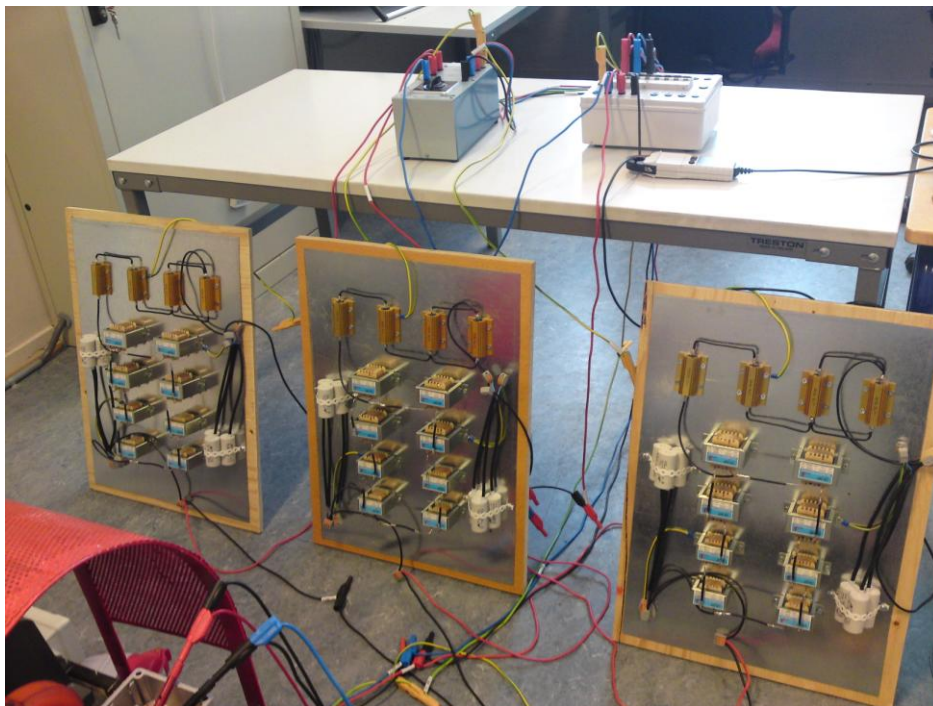


Figur 6-1 Prinsipiell oppbygning av prøvestasjon.

Figur 6-1 viser at transformatoren blir matet fra nettet og transformerer opp de 220 V til 380 V. Dette er fordi testmotorene har en nominell spenning på 380 V og en variac er da normalt ikke nødvendig. Etersom kabelmodellen vil forårsake et betraktelig spenningsfall (ca. 14,6 %) er det essensielt å ha en variac som kompenserer for dette. Variacen transformerer derfor spenning opp til 445 V. CT (Current transducer) måler den elektriske strømmen rundt en av tilførselsfasene. Denne strømmen blir deretter transformert om til dens frekvensspektrum og analysert for feil. Kabelmodellen simulerer en lang kabel og vil derfor ha en innvirkning i kretsen. Etter kabelmodellen har spenningen falt til 380 V. Motoren er koblet til en dc-maskin som fungerer som last for motoren. Dc-maskinen er koblet sammen med en momentvekt hvor data omformes til leselig verdier av moment og turtall.



**Figur 6-2 Oppkobling på teststasjon. Induksjonsmotor og momentvekt.**



**Figur 6-3 Oppkobling på teststasjon. Kabelmodell med vern og bryter.**

I Figur 6-3 ser man at de tre fasene av kabelmodellen er plassert i vertikal stilling slik at det oppnås tilstrekkelig kjøling. I tillegg ble det plassert vifter som blåste på hver av

de tre fasene. På bordet er det plassert en bryter og et vern på 10 A. Ettersom startstrømmen for induksjonsmotoren er mellom 5-8 ganger så mye som merkestrømmen [15] var det essensielt å koble inn kabelmodellen når motoren gikk ved merkestrøm. Dersom motoren trakk mer enn 10 A koblet vernet ut, og tilførselen til motor ble brutt. Dette ble gjort fordi komponentene på kabelmodellen tålte en maks strøm på ca. 10 A.

Under forsøkene ble det målt strøm og spenning både før og etter kabelmodellen slik at en kunne verifisere at oppsettet stemte overens med teorien. Målingene viste at kabelmodellen fungerte som beregnet.

### 6.1.1 Motorfeil

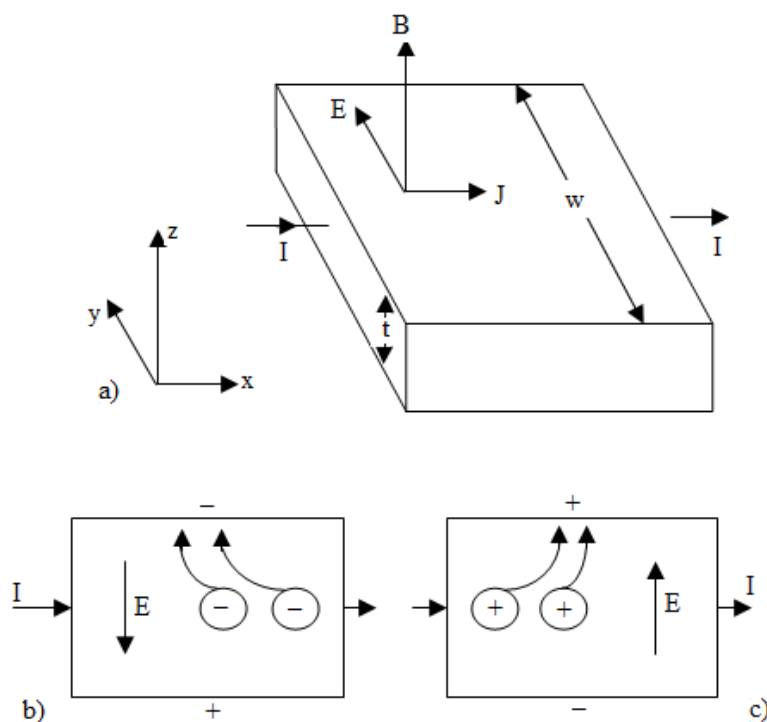
Det ble brukt totalt åtte stk motorer for eksperimentene. De åtte motorene var identiske og av typen: Siemens 4 kW, 380 V, 50 Hz, 9,2 A, 4 poler, 1435 rpm og 28 rotorspor. Tre av de åtte motorene var ”friske”, mens de resterende fem motorene var påført diverse feil:

- 1) *Rotorfeil*: Brudd i en rotorstav.
- 2) *Rotorfeil*: Brudd i tre rotorstaver.
- 3) *Lagerfeil*: Stor lagerfeil, kraftige skader på lagerkuler og lagerringer.
- 4) *Lagerfeil*: Liten lagerfeil, liten skade på lagerkule og indre lagerring.
- 5) *Eksentrisk feil*: Statisk og dynamisk rotor.

En viktig faktor er at i utgangspunktet kan identiske motorer (samme fabrikat, ytelse, motor parametere osv.) har en amplitudeforskjell ved de samme frekvensene når man studerer motorens tilførselsstrøm ved FFT-analyse. Dette innebærer at en sikker tilstandskontroll av en asynkronmotor i drift ved hjelp av strømanalyse, medfører mapping av motoren frekvensspekter i frisk tilstand. Med motorens opprinnelige friske frekvensspekter tilgjengelig kan man da sammenligne det med samme motor påført en feil. Under de eksperimenter som er vist i denne oppgaven er det friske frekvensspekter mappet av en identisk motor, men ikke av samme motor.

## 6.1.2 Strømomformer

Strømomformeren er basert på Hall-effekt-prinsippet. Figur 6-4 viser en plate av metall eller halvleder-materiale og et samsvarende koordinatsystem. En strøm  $I$  flyter gjennom platen i  $x$ -retning og produserer en korresponderende strømtetthet. Videre blir et magnetisk felt  $B$  påført platen i  $z$ -retning. I metall er det elektroner ( $n$ ) som kun er ladningsbærere. I et halvledende materiale kan man ha både elektroner og hull ( $p$ ) som er ladningsbærere. Figur 6-4 b) viser hvordan elektronene beveger seg i  $xy$ -planet når et magnetisk felt blir påført normalt på platen. Elektronene vil da bevege seg i en positiv  $y$ -retning, og forsake en avbøyning. Dette fører til at toppen av platen vil bli negativt ladet og nedre del av platen vil bli positivt ladet. Dette resulterer i et elektrisk felt  $E$  i negativ  $y$ -retning. Pga. det elektriske feltet er kraften som påvirker elektronene i motsatt retning i forhold til den magnetiske kraften.



Figur 6-4 Hall-effekt-sensor [14].

- a) Geometri.
- b) Bevegelse av elektroner.
- c) Bevegelse av hull.

Dette fører til at toppen av platen er negativt ladet og nedre del av platen er positivt ladet, som resulterer i et elektrisk felt  $E$  i negativ  $y$ -retning. Kraften som påvirker elektronene pga. det elektriske feltet er i motsatt retning i forhold til den magnetiske

Man har da likevekt mellom de to kreftene. I denne likevekts situasjon kan  $E$  skrives slik [24]:

$$E = -\left(\frac{1}{ne}\right)JB = -R_H JB \quad (6.1)$$

$E$  = elektrisk felt (Hall) =  $V/w$  V/m

$V$  = Hall-spenning V

$W$  = bredden på platen m

$J$  = strømtetthet =  $I/wt$  Am<sup>-2</sup>

$t$  = tykkelsen på platen m

$B$  = magnetisk flukstetthet T (tesla)

$R_H$  = Hall-koeffisient =  $1/ne$

$n$  = elektrontetthet m<sup>-3</sup>

$e$  = elektronets ladning C.

Hall-spenningen er dermed gitt av [24]:

$$V = +\left(\frac{R_H}{t}\right)IB \quad (6.2)$$

Figur 6-4 c) viser som beveger seg i  $xy$ -retning gjennom platen. Det magnetiske feltet står normalt på platen. Toppen av platen blir positivt ladet og nedre del av platen blir negativt ladet som fører til et positivt felt  $E$  i positiv  $y$ -retning. Hall-spenningen blir da [24]:

$$V = +\left(\frac{R_H}{t}\right)IB \quad (6.3)$$

$R_H = 1/pe$

$P$  = tetthet av hull m<sup>-3</sup>.

Fra ligning 6.2 og 6.3 ser en at  $V$  er proporsjonal med  $B$  når strømmen  $I$  er konstant [24].

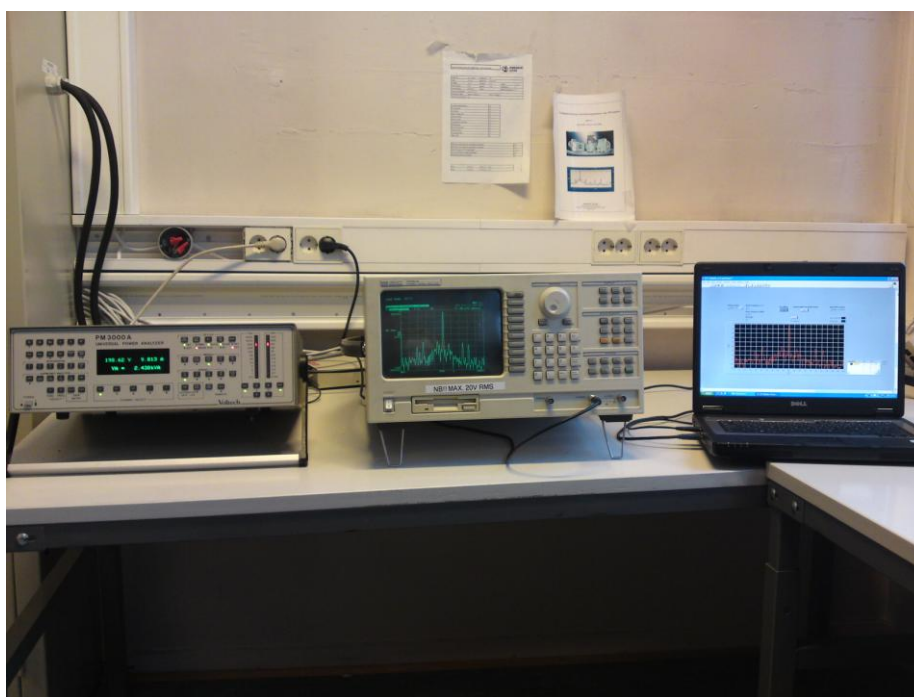
### 6.1.3 Spektrumsanalysator

Datainnsamling ble utført av en spektrumsanalysator av typen HP 35665A DSA, hvor man satt opp en FFT-analyse på grunnlag av data innhentet fra strømomformerne. Et snitt på 20 midlinger ble foretatt for hver måling, samtidig som Nyqvist-teoremet var

oppfylt. Data ble altså overført fra strømomformerne (Hall-effekt) via spektrumsanalysator til PC.

#### 6.1.4 LabVIEW

For å gjøre innsamling og visualiseringen av data anvendelig ble det sammen med en mastergradsstudent (Tom Erik Kjenner) programmert en LabVIEW-driver. Grafer, innstillinger og lagring av rådata ble dermed gjort på en bærbar PC (se figur 6-5). Det viste seg at det var vanskeligere å programmere driveren enn først antatt ettersom spektrumsanalysatoren var av en gammel modell (1991) med dårlig dokumentasjon. Etter en tid var driveren ferdig og velfungerende. Vi mener at tiden benyttet på å programmere dette LabVIEW-driveren var hensiktsmessig i form av tidsbesparelse ved innsamling av data i ettertid.



Figur 6-5 Motortest stasjon. Effektanalysator, spektrumsanalysator og bærbar PC.

#### 6.1.5 Målesikkerhet og bakgrunnsstøy

Det er ikke enkelt å finne samlet målesikkerhet i dette målesystemet, men det vil være rimelig å anta at målesikkerheten fra strømsensoren er ikke-signifikant siden strømsensoren i denne måleoppstillingen bare tar opp et tidsvarierende signal, som altså påfølgende frekvensomformes. Hvis det antas at strømomformerne ikke drifter betydelig i løpet av måleopptaket (den korte samplingsperioden for hvert



frekvensspekter), så skulle måleusikkerheten fra strømsensoren være ikke-signifikant. Hovedkilden til måleusikkerhet i målingene anses derfor å være frekvensspektrumsanalytoren.

#### **Strømomformer (LA205-S):**

Type : closed-loop.  
Frekvensområdet : 0-100 KHz.  
Nøyaktighet :  $\pm 0,8 \%$ .

#### **Spektrumsanalytator (HP 35665A DSA):**

Frekvensområdet : 244  $\mu$ Hz til 102,4 KHz (1 kanals innstilling).  
Oppløsning : 100, 200, 400, 800 punkter.  
Amplitude nøyaktighet:  $\pm 2,92 \%$  (0,25 dB) avlesning,  $\pm 0,025 \%$  av full skala.

#### **Kabelmodell:**

##### Motor-kondensator:

Nominell kapasitans : 2..60  $\mu$ F.  
Nøyaktighet :  $\pm 5 \%$ ,  $\pm 10 \%$ .  
Nominell frekvens : 50..60 Hz.

##### Effektmotstand

Resistans : 0,22  $\Omega$ , 0,47  $\Omega$  og 2,2  $\Omega$ .  
Watt : 100 W.  
Nøyaktighet :  $\pm 5 \%$ .

##### Spoler

Induktans : 2,20 mH, 3,30 mH og 10 mH.  
Nøyaktighet : ikke oppgitt.  
Nominell frekvens : 50 Hz.

Det var vanskelig å skaffe til veie relevante data for spolene. Men for å finne usikkerheten på hver fase av kabelmodellen ble det foretatt målinger der en målte totalkapasitans, resistans og induktans. Dette gir en god indikasjon på usikkerhet i kabelmodellen (Tabell 6-1).

**Tabell 6-1 Målt impedans i kabelmodell.**

Kabel modell	Resistans	Induktans	Kapasitans
Fase 1	2,29 $\Omega$	14,3 mH	7,35 uF
Fase 2	2,33 $\Omega$	14 mH	7,38 uF
Fase 3	2,32 $\Omega$	14,3 mH	7,35 uF

Målingen som er vist i Tabell 6-1 ble foretatt med et LCR-meter av typen 5105 N. Det er et universal-instrument som foretar relativ nøyaktige målinger av resistanser, kapasitanser og induktansen. Instrumentet opererer med ulik målenøyaktighet for de forskjellige måleområdene:

#### Kapasitans-måling

Målområde og nøyaktighet:

200 pF, 2/20/200 nF. 2/20/200/2000  $\mu$ F, 20 mF  $\pm$  2 %.

#### Resistans-måling

Målområde og nøyaktighet:

20/200  $\Omega$ /2/20/200/2000 k $\Omega$ . 20/200/2000 M $\Omega$   $\pm$  0,3 %.

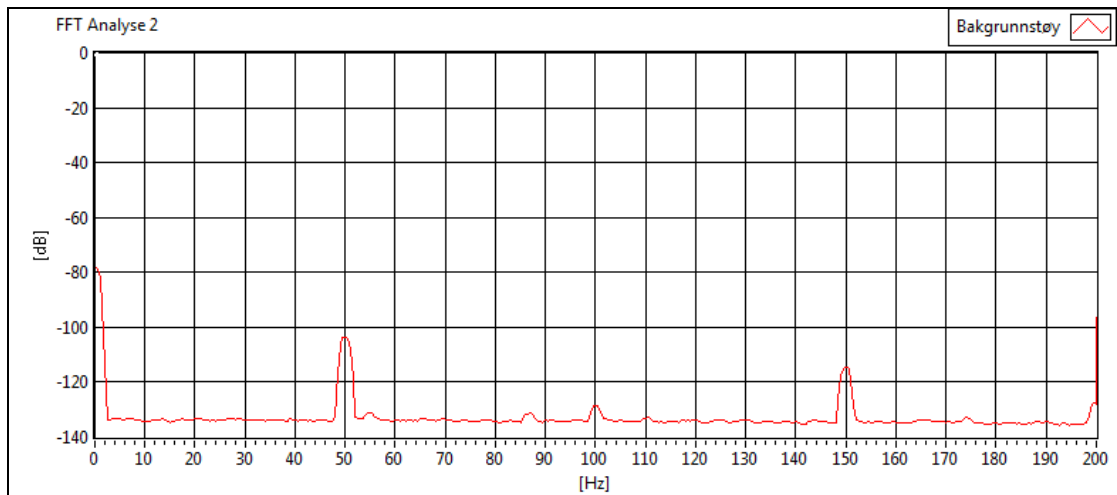
#### Induktans-måling

Målområde og nøyaktighet:

200  $\mu$ H. 2/20/200 mH. 2/20 H  $\pm$  5 %.

Det en vesentlig faktor at en sammenligner måleresultatene. Det vil si at en opererer med ca. samme usikkerhet på hver måling. Når man da sammenligner målinger som er tatt fra ”frisk” motor mot målinger som er tatt fra motor med feil, er det rimelig å anta at usikkerheten ikke er avgjørende med tanke på å detektere forskjeller i de relevante frekvenser i frekvensspekteret.

Det ble også foretatt bakgrunnsstøy måling som vist i Figur 6-6.



**Figur 6-6 Bakgrunnstøy måling på motortest stasjon.**

Man observerer her strømnettet som har en grunnfrekvens på 50 Hz og dens harmoniske frekvenser. Ellers ligger støygulvet ganske stabilt. Dersom man ser nærmere på signal-til-støy forholdet (SNR) vil man se at bakgrunnstøyen ikke er signifikant [24]:

$$SNR = 20 \log \left( \frac{U_{signal}}{U_{støy}} \right) \quad (6.4)$$

Etter litt grunnleggende logaritme-regning kan ligning 5.16 skrives som

$$SNR = U_{signal(db)} - U_{støy(db)} \quad (6.5)$$

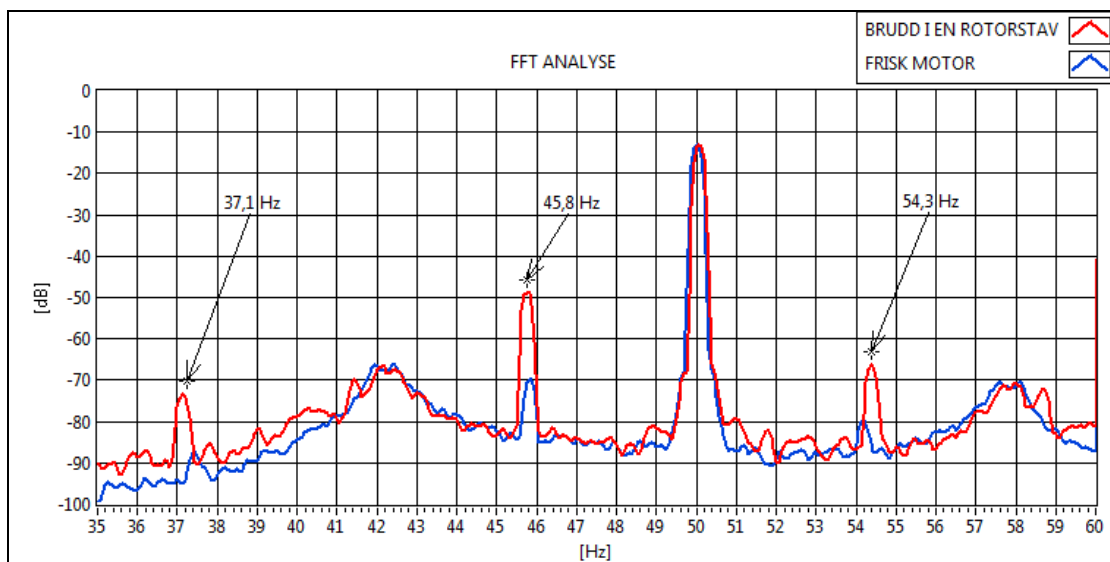
$$SNR = -13,16 + 104,73 = 91,6 \text{ dB} \quad (6.6)$$

## 6.2 Eksperimentene

Alle målingene er foretatt med ”frisk” motor med kabelmodell etterfulgt av motor med innlagte feil og kabelmodell. Hver måling er utført med 100 % last og med en hastighet på 1435 rpm. Målingenes hensikt er å påvise sammenhengen mellom de observerte frekvensene mot de teoretiske utledede frekvensene fra Kap 5. Observasjonene konsentrerer seg om full-lasttilfelle (100 %), og det er for dette lasttilfelle de teoretiske og målte verdiene sammenlignes.

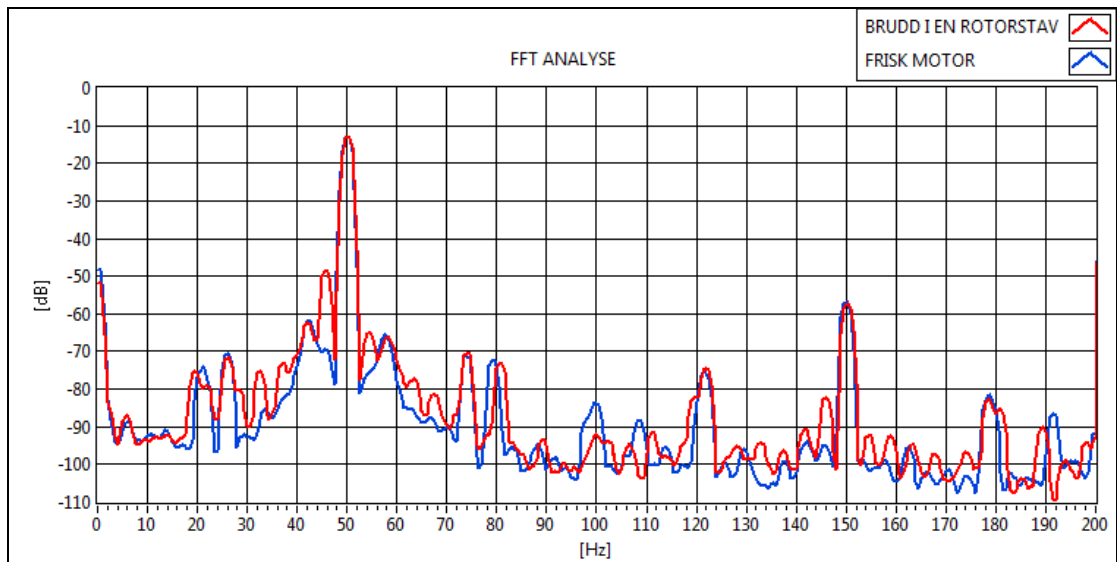
### 6.2.1 Detektering av rotorfeil

For rotorfeil er det frekvensområdet 0 – 200 Hz som inneholder de sidebånd som vanligvis benyttes ved rotorfeildeteksjon.

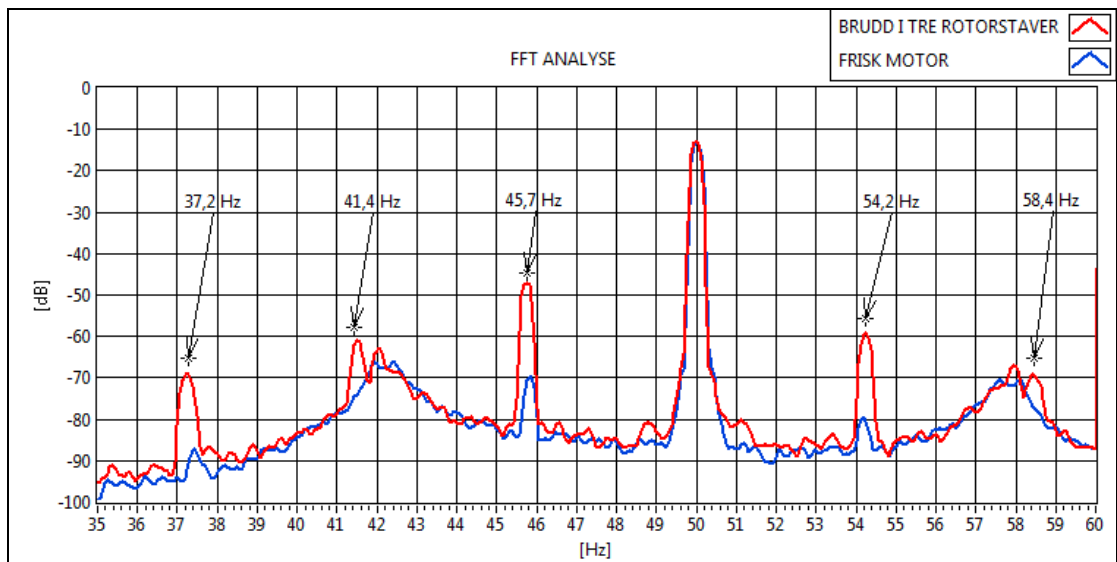


**Figur 6-7 ”Frisk” motor vs. motor ved brudd i en rotorstav (35-60 Hz).**

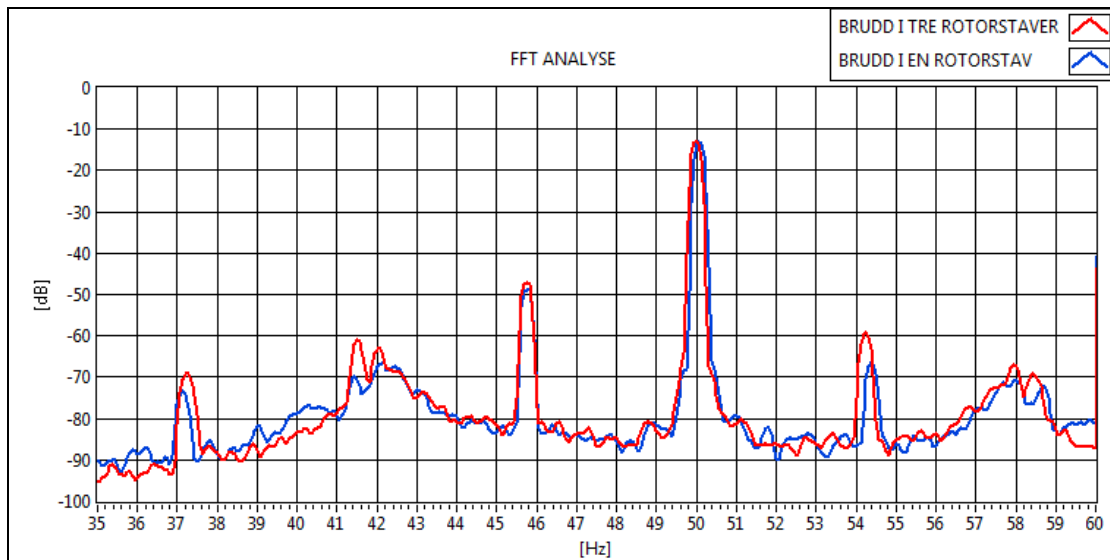
På figur 6-7 er det sidebåndene som er mest markante, og en kan se at stavbruddet vises godt i FFT analysen. I henhold til utregningene i Kap 5.1.1 er sidebåndene forskjøvet litt i forhold til hverandre. Grunnen til dette er at rotorhastigheten ikke var nøyaktig 1435 rpm som er nominell rotorfrekvens.



**Figur 6-8 "Frisk" motor vs. motor med brudd i en rotorstav (0-200 Hz).**



**Figur 6-9 "Frisk" motor vs. motor med brudd i tre rotorstaver (35-60 Hz).**

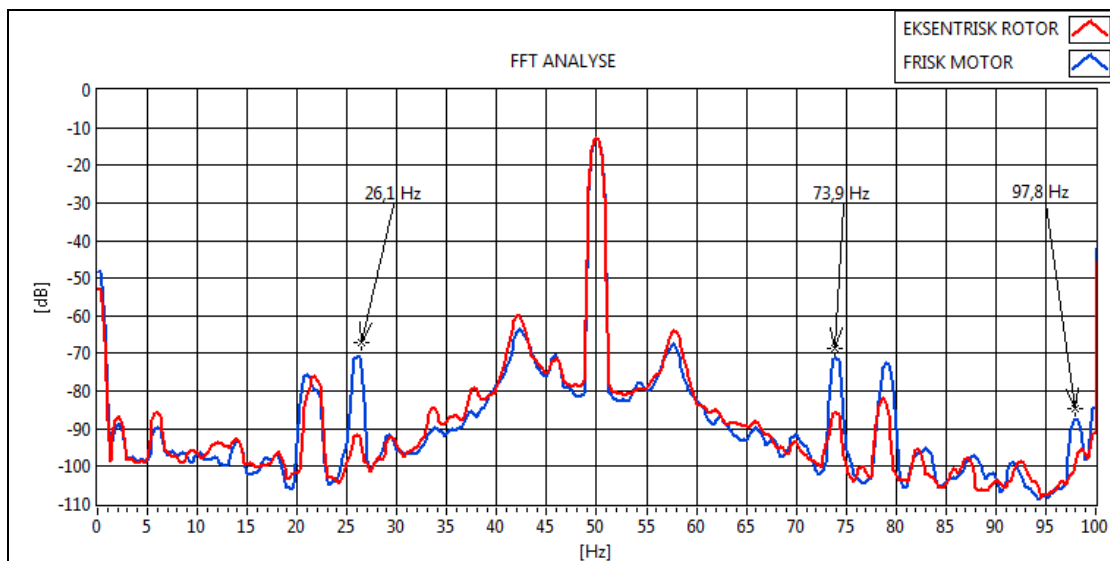


**Figur 6-10 Motor med brudd i en rotorstav vs. motor med brudd i tre rotorstaver (0-100 Hz).**

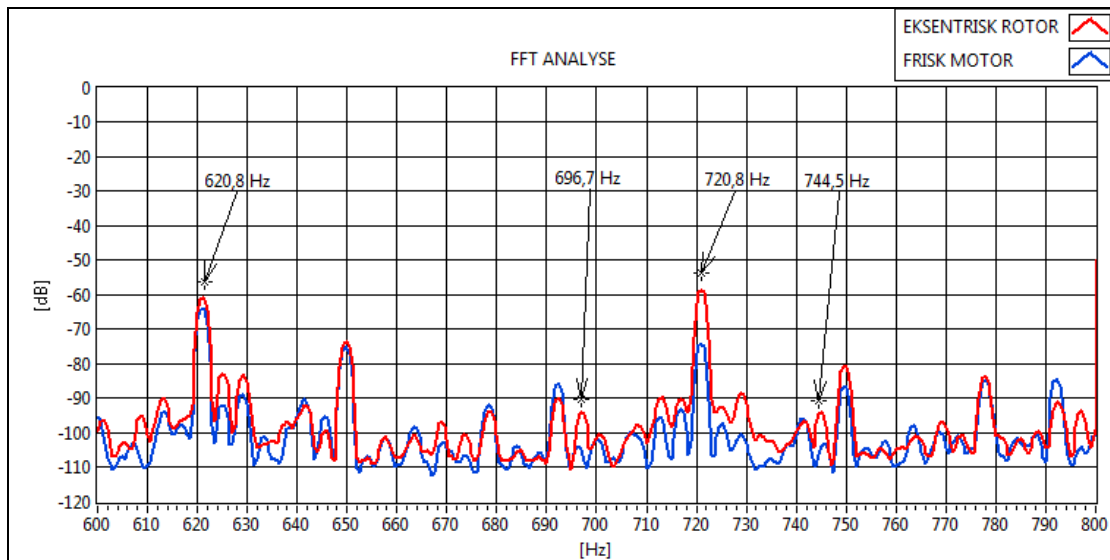
I henhold til teoriutledningen i Kap 5.1.1 ser man klare indikasjoner på at rotorfeil kan detekteres ved å sammenligne FFT-analysen for frisk motor med lang forsyningskabel og motor ved feil samt lang forsyningskabel. Formel (5.7) viser de forskjellige frekvensene av statorstrømkomponentene som oppstår og at dette stemmer i praksis påvises i Figur 6-9.

## 6.2.2 Detektering av eksentrisk rotor

Motor er påført feil slik at det har oppstått både statisk og dynamisk eksentrisitet.



**Figur 6-11 "Frisk" motor vs. eksentrisk rotorfeil (0-100 Hz).**

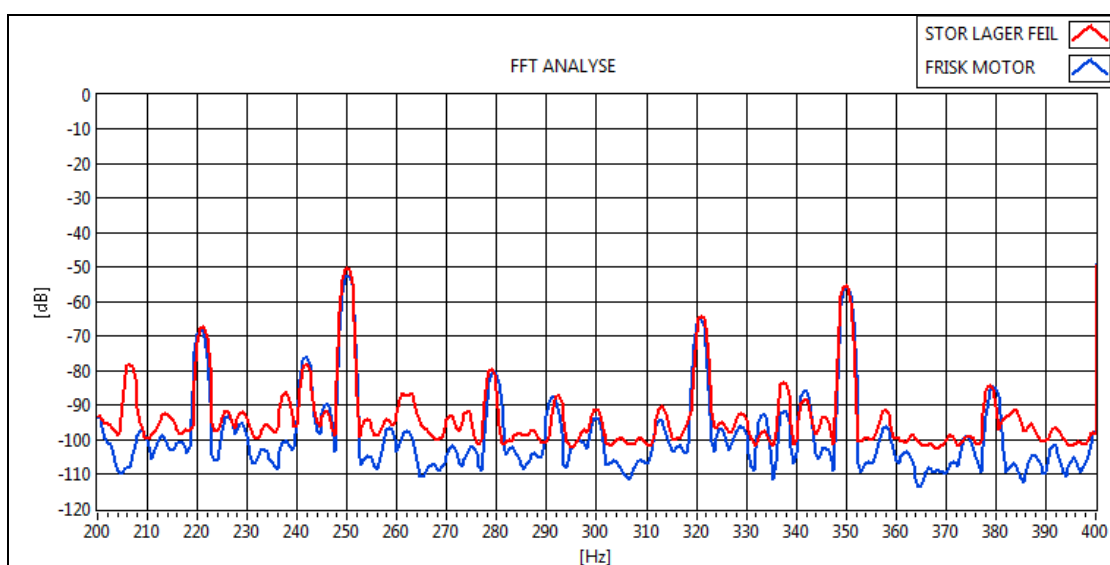


**Figur 6-12 "Frisk" motor vs. eksentrisk rotorfeil (600-800 Hz).**

I kapittel 5.1.2 er det utledet hvilke frekvenser av statorstrømmen som kan påvises på grunn av rotorsporene. Amplitudeverdiene av disse frekvenskomponentene forandres også ved forskjellige type motorfeil. Ved eksentrisk rotorplassing kan en spesielt studere frekvensen ca. 720 Hz i Figur 6-12.

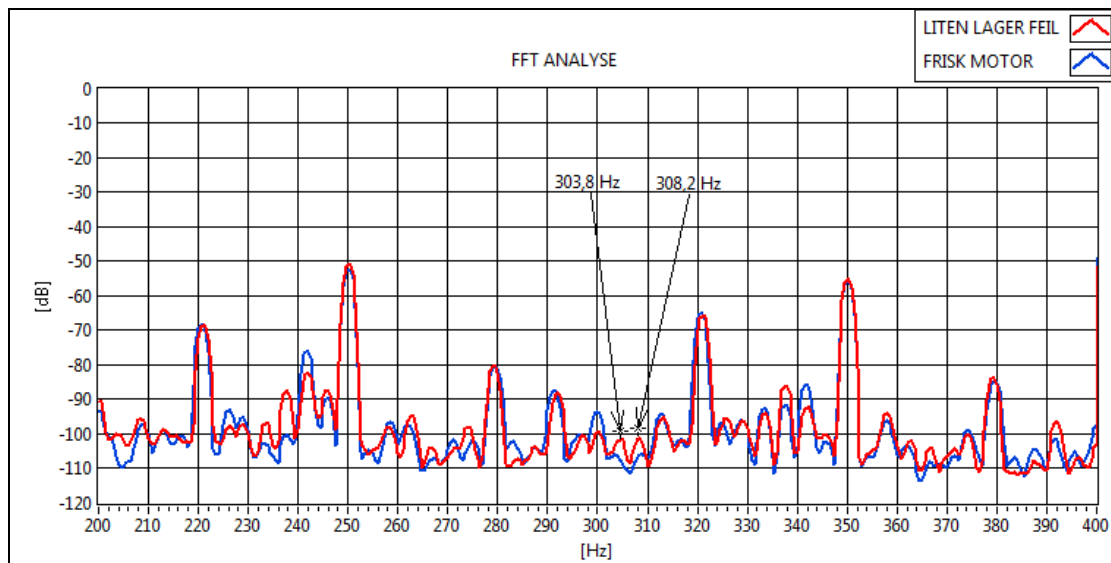
### 6.2.3 Detektering av lagerfeil

Det ble det brukt to ulike lagerfeil, en motor med stor lagerfeil og en motor med en liten lagerfeil som forklart i kapittel 6.1.1.



**Figur 6-13 "Frisk" motor vs. motor med stor lager feil (200-400 Hz).**

Figur 6-13 viser utslag over hele frekvensspekteret. En ser også amplitude utslag på de utregnede teoretiske frekvensene i følge Kap 5.1.3.



**Figur 6-14 "Frisk" motor vs. motor med liten lagerfeil (200-400 Hz).**

Figur 6-14 indikerer små amplitude utslag ved de utregnede frekvensene i følge Kap 5.1.3.



## 7 Konklusjon

Hensikten med dette mastegradsprosjektet var å undersøke om det er mulig å benytte vanlig teori for statorstrømanalyse til overvåking på motor med lang forsyningskabel. I den forbindelse er det utført en rekke eksperimenter på kortslutningsmotorer med typiske feil. En kabelmodell er også konstruert som skal tilsvare en lang forsyningskabel.

Når det gjelder diagnostisering av motor med feil er det funnet flere gode indikasjoner på at dette vil la seg gjøre. Den første indikatoren på at en feil vil kunne la seg detektere ble observert da en sammenlignet FFT-analysen for en direkte koblet frisk motor mot FFT-analysen for frisk motor med kabelmodell. Sammenlikningen viste ingen store avvik i amplitudeverdiene generelt over hele frekvensspekteret. Videre ble det foretatt FFT-analyse av identiske motorer med ulike typiske feil.

Ved rotorfeil (stavbrudd) ser en klare indikasjoner på at rotorfeil kan detekteres ved å sammenligne FFT-analysen for frisk motor og motor med feil. Ved å studere sidebåndene  $(1-2s)f_1$  ser man en klar indikasjon på at amplituden ved denne frekvensen øker ved rotorfeil.

I motor med eksentrisk rotor plassering ble det observert at teori stemmer overens med praksis. I henhold til teori ser en hvilke frekvenser av statorstrømmen som kan påvises på grunn av rotorsporene. Amplitudeverdiene av disse frekvenskomponentene vil også forandres ved forskjellige type motorfeil. Når det gjelder eksentrisk rotor plassering kan en spesielt legge merke til frekvensen ved ca. 720 Hz.

Ved detektering av lagerfeil ble det foretatt to eksperimenter. Ett for motor med stor lagerfeil og ett for motor med liten lagerfeil. Ved motor med stor lager feil kan man observere store utslag over hele frekvensspekteret, samt at det kan påvises en økning fra -110 dB ved "frisk" motor til - 80 dB ved stor lagerfeil. Ved stor lagerfeil ser man klare indikasjoner på at lagerfeil kan detekteres ved hjelp av FFT-analysen.

Motor med liten lagerfeil viste seg noe vanskeligere å påvise en svært klar sammenheng mellom teori og praksis. Men man kan observere mindre

amplitudeøkninger i henhold til teori. En aspekt som kan kaste lys over resultatet er selve utfordringen med å konstruere en liten lagerfeil. Det viste seg vanskelig å nøyaktig vite hvor mye skade en skal påføre lagerkuler, lagerring etc. for å konstruere en ”liten” lagerfeil.

FFT-analyse av asynkronmotorens tilførselsstrøm når motoren har lange forsyningskabler viser seg å være en god metode for å detektere forskjellige feilkonfigurasjoner i motoren. Teori stemmer godt overens med de praktiske måleobservasjonene og gir klare indikasjoner på deteksjon av forskjellige motorfeil analyse av motorens strømfrekvensspekter.

## 8 Videre arbeid

I det videre arbeidet er det naturlig å gjøre eksperimentene mest mulig likt virkeligheten. Det vil da bli lettere å se hvor effektivt systemet virkelig er. Siden de fleste motorer i dag er styrt ved en frekvensomformer ville det være naturlig å implementere en slik enhet i det videre arbeid for å se hvordan den vil påvirke strømspekteret i henhold til strømfrekvensanalyse.

Et annet aspekt som også vil være interessant er å se hvordan strømanalyse vil fungere dersom en har flere motorer (pumper) tilkoblet samme tilførselskabel. Et slikt scenario er beskrevet nærmere i introduksjonen og oppleves som realistisk med tanke på pumpedrift på havbunnen.

I denne mastergradsoppgaven er det benyttet relativ enkel programvare hvor det kreves fagkunnskap for å sammenligne de innsamlede måledataene. For å få en mer pålitelig feilklassifisering og et mer effektivt tilstandsovervåkingssystem vil det være fordelaktig med forbedret programvare. Kunstige nevrale nettverk kan i denne forbindelse være en vei videre. Dette innebærer imidlertid omfattende målinger for å tilfredsstille det nevrale nettverkets krav om relativt store datamengder tilgjengelig på nettverkets input.

## 9 Referanseliste

- [1] [www.tu.no/olje-gass/article215859.ece](http://www.tu.no/olje-gass/article215859.ece), Aug 2009.
- [2] [www.abb.com/search.aspx?q=tyrihans](http://www.abb.com/search.aspx?q=tyrihans), Aug 2009.
- [3] [www.haywardtyler.com/?page\\_id=230](http://www.haywardtyler.com/?page_id=230), Aug 2009.
- [4] [www.epmag.com/Magazine/2009/4/item33862.php](http://www.epmag.com/Magazine/2009/4/item33862.php), Aug 2009
- [5] W.T. Thomson, M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," IEEE Ind. App. Magazine, Vol. 7, pp. 26-24, Jul/Aug 2001.
- [6] A.H. Bonnet, G.C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 28, pp. 921-937, July/Aug. 1992.
- [7] IEEE Motor Reliability Working Group, "Report of large motor reliability survey of industrial commercial installations", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol 1A-21 pp. 853-864, July 1985.
- [8] M. El Hachemi Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 47, pp. 984-993, Oct 2000.
- [9] J. M. Cardoso *et al.*, "Computer-aided detection of air gap eccentricity in operating three-phase induction motors by Park's vector approach", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 29, pp. 897-901, Sept/Oct. 1993.
- [10] J. O. Fløisand "Operation of subsea motor drives with phase-to-ground faults," Mastergradsoppgave fra NTNU. Juni 2005.
- [11] S. Bua, M. Dalva og O. V. Thorsen, "Roterende elektriske maskiner" Universitetsforlaget, 1987
- [12] G. McPherson, R. D. Laramore, "An introduction to electrical machines and transformers", Wiley, Jan 1990.
- [13] T. Wildi, "Electrical machines, drives, and power systems", Prentice Hall; 6 edition, Feb 2005.
- [14] [Board.thaimisc.com/ryusuke007](http://Board.thaimisc.com/ryusuke007), Mai 2010.
- [15] A.H. Bonnet, G. C. Soukup, "Rotor Failures in Squirrel Cage Induction Motors", IEEE trans. Ind. Applicat. Vol. 24, pp. 1124-1130, Nov/Dec. 1986
- [16] M. Blødt, P. Granjon, B. Raison, G. Rostaining, "Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring", IEEE trans. Ind. Electronics, Vol. 55, pp. 1813-1822, April 2008.
- [17] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, R. G. Bartheld (1995) "Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring", IEEE Tran. Indu. Applicat. , Vol. 31, pp. 1274-1279, november/December 1995
- [18] M. Costello, "Shaft Voltage and Rotating Machinery", IEEE. Trans. IAS, Vol. 29, pp. 419-425, March 1993

- [19] A. Siddique, G.S. Yadava, B. Singh, “A *Review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors*”, IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 20, pp. 106-114, Mars 2005.
- [20] W.T. Thompson, D. Rankin,”*Case Histories of on-Line Rotor Cage Fault Diagnosis*”, Institute of technology, Inspectorate EaE, Aberdenn, Scotland. 1995
- [21] T. Dyrstad,” *Elektroteknisk ledningsberegning* ” 2. utgave, Universitetsforlaget, 1988.
- [22] [www.nexans.de/eservice/Germany-en/navigate\\_199624/2XS\\_FL\\_2YRAA\\_RM\\_06\\_10\\_12\\_kV.html#top](http://www.nexans.de/eservice/Germany-en/navigate_199624/2XS_FL_2YRAA_RM_06_10_12_kV.html#top), Sep 2009
- [23] [www.abb.com /search.aspx?q=xlpe+cable+system+user+guide](http://www.abb.com/search.aspx?q=xlpe+cable+system+user+guide), Aug 2009
- [24] J. P. Bentley, ”*Measurement systems*” 4.utgave, Prentice Hall, 2005.
- [25] S. H. Chetwani, M. K. Shah, M. Ramamoorty, “*Online condition monitoring of induction motors through signal processing*”, Electrical Research and Development Association ERDA Road, GIDC, Makarpura, Vadodara-10, India.
- [26] S. Williamson, A.C. Smith, “*Steady-state analysis of 3-phase cage motors with rotor-bar and end-ring faults*”, Electric Power Applicat. IEE Proceedings B, Vol. 129, pp. 225-226
- [27] S. Lorand, D. Jenő Barna, B. Karoly Agoston” *Rotor faults detection in squirrel-cage induction motors by current signature analysis*”, Ieee.tttc-International conference on automation, quality and testing. May 13-15, 2004, Cluj-Napoca, Romania.
- [28] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas, “*AI techniques in Induction machines diagnosis including the speed ripple effect*”, IEEE Indu.Applicat. Vol. 34, pp. 98-108, Jan/Feb 1998.
- [29] J. Milimonfared, “*A Novel Approach for Broken Rotor Bar Detection in Cage Induction Motors*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, pp. 1000-1006.
- [30] S. Nandi, H. A. Toliyat, “*Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical machines-A review*”, IEEE Indu. Applicat. Conference, Vol. 1, pp. 197-204, Oct 1999.