

Universitet i Bergen



Geofysisk institutt

Masteroppgave i energi

**Dimensjonering av asynkronmotor
for traktor**

Forfatter: Tomasz Sypniewski

Juni 2022

Forord

Dedikasjon av denne masteroppgaven rettes mot Høgskolen på Vestlandet og Universitet i Bergen. Utdanningen som man får i disse organisasjonene, er verdifull og støttende for å lykkes med sin faglige utvikling. Denne rapporten ble skrevet i løpet av to skolesemester siden august 2021 til juni 2022. Perioden inneholdt en krevende opplæring, men regnes likevel som en vellykket prosess.

Det å utvikle en god rapport krevde hjelp fra min veileder Aleksandrs Mesnajevs. Jeg vil spesielt takke ham for gode råd og tilgjengelighet i gjennomføring av dimensjonerings arbeidet. Jeg ønsker også å gi en stor takk til Lasse Sivertsen og andre lærere på det elektroteknologiske instituttet i Bergen.

Prosjekteringen egner seg best for personer med elektroteknisk interesse, men søkelys rettes mest mot elkrafttekniske studenter og lærere. Jeg håper at leseren får en god opplevelse og velbrukt tid av å lese denne teksten.

Sammendrag

Rapporten om asynkronmotor for traktor dekker mesteparten av teoretisk og matematisk arbeid knyttet til oppgavens mål. Metodene knyttet til dimensjonering av maskinen er i samsvar med dagens teknologi og marked. Det har blitt lagt vekt på å utarbeide en autentisk løsning med passende spesifikasjoner. Hensikten var altså å dimensjonere en induksjonsmotor med høy effektivitet for en traktor som brukes i landbruk.

Prosjektet handlet om design av fysiske hoveddimensjoner av motorens deler som stator, rotor, kjerne og viklingssystem. Innledende analyse av hoveddimensjoner til maskinen etterfølges med empiriske utregningene av motorens parametere. Modellering av tekniske spesifikasjoner handler om utregning av motorens diametere og lengder. Motoren baserer på grunnlaget til en kortslutningsrotor med skjeve staver som kortsluttes med en ring. Denne typen av rotoren med burviklinger har en enkel konstruksjon, lav pris og lettere produksjon. Sporene i stator har en rektangulær form og er fylt med viklingene av kobber. Rotor er laget av aluminium med en rektangulær utforming av spor.

Dimensjonering inkluderer også beregninger av den magnetiske kretsen. Dette forutsetter blant annet å regne ut induktanser, flukskobling, magnetiske spenninger og feltstyrke. Utførelsen av de magnetiske parameterne er representert ved henhold til anbefalte verdier i tabellene som egner seg for utregningene av en asynkronmotor.

Motoren er karakterisert med driftsegenskaper som strekker seg mot dreiemoment, virkningsgrad, effektfaktor og startegenskaper. Det er viktig å merke at maskinen har en lav frekvens og turtall som medfører et stort nominelt dreiemoment. Motoren er dimensjonert med høyt startmoment, selv om denne kan i praksis endres med en frekvensomformer. Helhetsbilde av hovedparametere som resistanser, lekkasjeinduktans og magnetiseringskrets vises i ekvivalentsskjema. Dette er de viktigste elektriske spesifikasjonene som er basert fra resultats verdier fra tidligere seksjoner. Beregningsmetodene i rapporten omhandler også tapene i maskinen av effekt og strømfordeling i den elektriske kretsen.

Innholdsfortegnelse

Forord	I
Sammendrag	II
Symboler	VI
Ordliste og forkortelser	XIII
1. Innledning	1
1.1 Motivasjon	1
1.2 Bakgrunn.....	1
1.3 Målsettinger og bidrag	2
1.4. Oppgavens oppbygging	3
2. Teori	4
2.1 Fysikk fenomener til en elektrisk motor	4
2.1.1. Elektromagnetisk felt	4
2.1.2. Maxwells likninger.....	4
2.1.3. Faradays lov	5
2.1.4. Amperes lov	6
2.2. Magnetisk krets.....	7
2.2.1. Flukstetthet og magnetisme i luftgapet	9
2.2.2. Fluks.....	10
2.2.3. Fluksfelt over tenn.....	10
2.2.4. Fluksfelt over åk i kjernen.....	12
2.3. Fysisk oppbygging av en asynkronmotor	13
2.4. Virkemåte.....	14
2.5. Viklinger	15
2.5.1. Viklingsfaktor	16
2.5.2. Forkortingskrittfaktor	17
2.5.3. Skjevhets faktor.....	18
2.6. Karakteristikk av magnetisk materielle	19
2.6.1 Weiss teori.....	19
2.6.2. Hysterese tap	20
2.6.3. Virvelstrømstap	22
2.6.4. Resistivitet.....	24
2.6.5. Resistans.....	25
2.6.6. Skinneffekt	25
2.7. Lekkasjeinduktans.....	27
2.7.1. Lekkfluks.....	27
2.8. Effektflyt.....	28

3. Metode, antagelser og definering av motor 31

3.1. Prosjekteringsmåte	31
3.1.1. Samling av innledende parametere	31
3.1.2. Bestemmelse av hoveddimensjoner	32
3.1.3. Valg og modell av viklingssystem	32
3.1.4. Verifikasjon og optimaliserings beregninger	32
3.1.5. Karakteristikk av maskin.....	33
3.2. Antagelser	33
3.2.1. Start informasjon om motoren	33
3.3. Definering av tilleggsinformasjon	34
3.3.1. Flukstetthet.....	35
3.3.2. Strømtetthet.....	35
3.3.3. Lineær strømbelastning.....	35
3.3.4. Tangentiell kraft.....	36
3.3.5. Viklingssystem.....	37
3.3.6. Kjøle system.....	39
3.3.7. Driftstilstand.....	40
3.3.8. Fysikk data	40
3.3.9. Magnetiske egenskaper	40

4. Prosjekterings beregninger for maskinen..... 42

4.1. Grunnleggende verdier.....	42
4.1.1. Dreiefelt og frekvensforhold	43
4.1.2. Tangentiell kraft og lineær strømtetthet	44
4.2. Hoveddimensjoner	44
4.3. Modellering av viklingene	47
4.3.1. Viklingssystem i stator.....	47
4.3.2. Endevikling	51
4.3.3. Viklingssystem i rotor	52
4.4. Dimensjonering av sporene og åk.....	53
4.4.1. Spor i stator	53
4.4.2. Spor i rotor	58
4.4.3. Åk i stator.....	62
4.4.4. Åk i rotor.....	63
4.5. Tekniske spesifikasjoner.....	64
4.5.1. Diametere	64
4.5.2. Volum.....	67
4.5.3. Vekt.....	68
4.6. Magnetisk krets.....	70
4.6.1. Magnetiske feltstyrker.....	70
4.6.2. Magnetisk spenning over luftgapet	70
4.6.3. Magnetisk spenning over åk.....	73
4.6.4. Magnetisk spenning over tenn	75
4.6.5. Oppsummering av magnetiske spenninger:	76
4.6.6. Verifikasjon av metningsfaktor.....	77
4.6.7. Magnetiserende induktans.....	78

4.7. Lekkasje av fluks	79
4.7.1. Lekkasjeinduktans i luftgapet	79
4.7.2. Lekkasjeinduktans i spor.....	80
4.7.3. Lekkasjeinduktans i toppen av tenn	82
4.7.4. Lekkasjeinduktans på viklings ende.....	84
4.7.5. Lekkasjeinduktans av skjeve spor i rotor	86
4.7.6. Lekkasjeinduktans i stator og rotor	87
4.7.7. Skinneffekt.....	88
4.7.8. Reaktans	89
4.7.9. Resistans.....	91
4.7.10. Impedans i kretsen.....	92
4.7.11. Strømfordeling	93
4.8. Effektforhold.....	94
5. Karakteristikk av asynkronmotor.....	101
5.1. Dreiemoment.....	101
5.2. Sakking	103
5.3. Turtall.....	103
5.4. Startegenskaper	104
5.5. Ekvivalenteskjema.....	105
5.6. Viserdiagram.....	106
5.7 Virkningsgrad	109
5.8 Effektfaktor	110
6. Diskusjon.....	112
7. Konklusjon.....	115
Referanseliste.....	117
Figur-liste	121
Tabell-liste.....	123
Appendiks	124
A.1 Prosjektbeskrivelse.....	124

Symboler

Symbol	Beskrivelse	Enhet
A	Lineær strømtetthet	A/m
A	Vektorpotensiell	Wb · m ⁻¹
a	Antall parallelle grener i viklingsmodell	
B	Flukstetthet	T
B_d	Fluks i tenn med korrigert bidrag	T
B'_d	Komplett fluks i tenn	T
B	Vektor til flukstetthet	T
b	Bredde	m
b_d	Tenn-bredde	m
b_{dr}	Tenn-bredde i rotor	m
b_{ds}	Tenn-bredde i stator	m
b_e	Ekvivalent sporåpning	m
b_v	Bredde til ventilasjonskanal	m
b_{ve}	Ekvivalent bredde til ventilasjonskanal	m
C_{mec}	Maskin konstant	s/m ³
C	Omkrets	
c	Koeffisient knyttet til linearitet av magnetisk krets	
D	Diameter	m
D_r	Ytre diameter til rotor	m
D_{ring}	Diameter til ring	m
D_s	Indre diameter til stator	m
D_{stav}	Diameter til område av stavene i rotor	m
D_{total}	Total diameter til motoren	m
$D_{\text{å}k_r}$	Indre diameter til rotor	m
$D_{\text{å}k_s}$	Ytre diameter til stator	m
D	Elektrisk flukstetthet	C/m ²
E	Elektrisk feltstyrke	V/m
e	Indusert spenning	V
E_m	Indusert spenning i luftgapet	V

F	Lorentz kraft	N
F_m	Magnetomotorisk kraft	A
F_{tan}	Tangentiell kraft	N
H	Magnetisk feltstyrke	A/m
H_{cb}	Koersitivitet til flukstetthet	A/m
H_d	Magnetisk feltstyrke i tenn-jern	A/m
H_{tenn}	Magnetisk feltstyrke til tenn i stator/rotor	A/m
H_u	Magnetisk feltstyrke i luft	A/m
$H_{\text{\AA}k}$	Magnetisk feltstyrke til \AA k i stator/rotor	A/m
h	H\oyde	m
h_c	H\oyde til leder	m
$h_{\text{\AA}k}$	H\oyde til \AA k	m
I	Str\om	A
I_m	Magnetisk str\om	A
I_r	Str\om i rotor	A
I_s	Str\om i stator	A
J	Str\omtetthet	A/m ²
J_{ring}	Str\omtetthet til ring	A/m ²
J_{stav}	Str\omtetthet til stav	A/m ²
J	Vektor til str\omtetthet	A/m ²
k_1	Faktor knyttet til utregning av permeans	
k_2	Faktor knyttet til utregning av permeans	
k_C	Carter faktor	
k_{Cu}	Rom faktor til kobber	
k_d	Distribusjonsfaktor	
k_{Fe}	Rom faktor til jern	
k_{Fed}	Koeffisient til jerntap i tenn av stator	
k_{Fey}	Koeffisient til jerntap i \AA k av stator	
k_L	Induktans sin skinnfaktor	
k_{met}	Metningsfaktor	
k_p	Forkortingskrittfaktor	
k_R	Resistans sin skinnfaktor	

k_s	Skjevhetsfaktor	
k_w	Viklingsfaktor	
k_ρ	Eksperimentalfaktor for utregning av mekaniske tap	
L	Induktans	H
L_m	Magnetisk induktans	H
L_{m_f}	Magnetisk induktans per fase	H
L_σ	Lekkasjeinduktans i motor	H
l	Lengde	m
l	Kjernelengde til motor	m
l'	Korrigert kjernelengde til motor	m
$l_{aksial_{ev}}$	Aksial lengde av endevikling	m
l_c	Lengde til spoledning	m
l_{ev}	Lengde av endevikling	m
M_{v-e}	Forholdet mellom maskinens vekt og effekt	kg/W
m_{Fe}	Vekt til kjernen	kg
m_r	Vekt til rotor	kg
m_{ring}	Vekt til ring i rotor	kg
m_s	Vekt til stator	kg
$m_{tenntap}$	Vekt til område av tenn som bidrar til tap	kg
m_{tenn}	Masse til tennene	kg
$m_{\text{\aa}k}$	Masse til \aa k	kg
N_s	Antall viklinger i stator	
n_1	Dreiefeltets turtall	rpm
n_2	Nominelt turtall	rpm
n_{max}	Maksimalt turtall	rpm
n_n	Nominelt turtall	rpm
n_s	Synkront turtall	rpm
n_{slip}	Sakke turtall	rpm
n_v	Antall ventilasjonskanaler	
O_{ev}	Omkrets av endevikling	m
P_1	Effekt fra nett	W
P_2	Mekanisk effekt	W

P_{12}	Effekt i luftgapet	W
P_{15}	Effekttap i jernet ved 1.5 T og 50 Hz	W/kg
P_{Add}	Ytterligere tap	W
P_{Cu}	Kobbertap i rotor/stator	W
P_{eddy}	Virvelstrøms energi tap	W
P_{Fe}	Jerntap	W
$P_{hysterese}$	Hysterese energitap	W
P_{mek}	Mekanisk effekt	W
P_n	Nominell effekt	W
P_{pol}	Effekt per pol	W
P_{tap}	Effekttap	W
P_ρ	Mekanisk tap	W
p	Polpar	
Q	Reaktiv effekt	VAR
Q_r	Antall spor i rotor	
Q_s	Antall spor i stator	
q	Antall spor per pol/fase	
R_{AC}	AC-resistans	Ω
R_{DC}	DC-resistans	Ω
R_m	Magnetisk resistans	Ω
R_r	Resistans til rotor	Ω
R'_r	Resistans i rotor ref. mot stator	Ω
R_{ring}	Resistans til ring	Ω
R_s	Resistans til stator	Ω
R_{stav}	Resistans til stav	Ω
r	Radius	m
S	Tilsynelatende effekt	VA
S	Enhetsvektor for overflate	
S_{ca}	Tverrsnittareal til en ledningsgren	m^2
S_{ck}	Tverrsnittareal av en kobbertråd	m^2
S_{cs}	Tverrsnittareal av en ledning	m^2
S_{cus}	Areal til spor med ledningene	m^2

S_d	Området til tenn-jern	m^2
S_r	Området til overflaten av rotor	m^2
S_{spor}	Området til spor	m^2
S_u	Området til spor (langs)	m^2
s	Sakking	
s_{max}	Maksimal sakking	
s_{sq}	Bue lengde mellom stavene	m
T	Dreiemoment	Nm
$T_{AVG.}$	Avgitt dreiemoment	Nm
T_{FR}	Friksjons dreiemoment	Nm
T_{MAX}	Maksimalt dreiemoment	Nm
T_N	Nominelt dreiemoment	Nm
T_{Start}	Start dreiemoment	Nm
t	Tid	s
U_f	Fasespenning	V
U_m	Magnetisk spenning	A
$U_{m_{tenn}}$	Magnetisk spenning i tenn til stator/rotor	A
$U_{m_{total}}$	Total sum av magnetisk spenning	A
$U_{m_{\text{å}k}}$	Magnetisk spenning i åk til stator/rotor	A
$U_{m_{\delta}}$	Magnetisk spenning i luftgap	A
$U_{m_{\delta_e}}$	Magnetisk spenning i ekvivalent luftgap	A
U_n	Linjespenning	V
V	Volum	m^3
$V_{laminasjon}$	Volumet til laminasjon i jern	m^3
V_r	Volumet til rotor	m^3
V_s	Volumet til stator	m^3
V_{spor}	Volumet til spor	m^3
V_{tenn}	Volumet til tenn i rotor/stator	m^3
$V_{\text{å}k}$	Volumet til åk i rotor/stator	m^3
ν	Harmonikknummer	
ν_r	Skjærehastighet	m/s
W	Spolespenn	m

W_{ev_1}	Bredde av lengre endevikling	m
W_{ev_2}	Bredde av kortere endevikling	m
\bar{W}_{ev}	Gjennomsnittlig bredde av endevikling	m
$w_{hysterese}$	Hystereses energitap	J
w_{lengde}	Lengde til lamellert blikk	m
w_{total}	Total energi	J
$w_{\tau p}$	Forkortingskrittfaktor	
X	Reaktans	Ω
Z	Impedans	Ω
Z_m	Magnetisk impedans	Ω
Z'_r	Impedans til rotor som refereres mot stator	Ω
Z_s	Impedans til stator	Ω
Z_{total}	Total impedans i motor	Ω
z_{Q_s}	Antall ledere i en spor	
α_u	Spor vinkel	rad
α_i	Metningskoeffisient av flukstetthet	
α_{phase}	Fasevinkel	rad
α_z	Vektorvinkel	rad
δ	Luftgap	m
δ_e	Ekvivalent luftgap	m
δ_{ef}	Effektiv luftgap	m
ε	Permittivitet	F/m
η	Virkningsgrad	
θ	Strømkobling	A
θ_σ	Lekkasje strømkobling	A
κ	Kappa faktor	rad
Λ	Permeans	H
λ	Permeansfaktor	
μ_m	Permeabilitet av materiellet	H/m
μ_o	Permeabilitet av luft	H/m
μ_r	Relativ permeabilitet	H/m
ν	Harmonikkfaktor	

ξ	Redusert høyde av ledning	m
ρ	Resistivitet til materiell	Ωm
σ_c	Konduktivitet til materiell	S/m
$\sigma_{F_{tan}}$	Tangentiell skjærspenning	Pa
σ_s	Lekkasjefaktor av stator	
σ_{sq}	Lekkasjefaktor for skjeve spor i rotor	
σ_δ	Lekkasjefaktor for luftgapet	
τ_p	Poldeling	m
τ_u	Spordeling	m
τ_v	Enkel poldeling	m
$\tau_{\dot{a}k}$	Poldeling til område av åk	m
Φ_d	Fluks i tenn med bidrag fra spor område	Wb
Φ'_d	Fluks i tenn uten bidrag fra spor område	Wb
Φ_m	Magnetisk fluks	Wb
Φ_u	Fluks bidrag fra spor område	Wb
ϕ	Fluks	Wb
ϕ_σ	Lekkasje fluks	Wb
χ	Forholdet mellom maskinens lengde og diameter	
ψ	Flukskobling	Wb – t
Ψ_m	Magnetisk flukskobling	Wb – t
Ψ_r	Flukskobling i rotor	Wb – t
Ψ_s	Flukskobling i stator	Wb – t
Ω	Mekanisk vinkelhastighet	rad/s
ω	Elektrisk vinkelhastighet / vinkelfrekvens	rad/s
\mathfrak{R}	Reluktans	H^{-1}
\mathcal{F}	Magnetomotorisk kraft	A

Ordliste og forkortelser

A_l	Aluminium
Back emf	Motelektromotorisk kraft
Comsol	Modellerings program
C_u	Kobber
EN10106	Europeisk standard
Excel	Dataprogram for behandling av tall og tabell
Eddy	Verdien knyttet til virvelstrøm
emf	Elektromotorisk spenning
F_e	Jern
FN	De forente nasjoner av internasjonal organisasjon
IEC	International Electrotechnical Commission
IP	Beskyttelsesgrad
L_m	Lett metall
Max	Maksimum verdi
mmf	Magnetomotorisk kraft
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
n	Nominell verdi
RMS	Middelverdi
r	Rotor
S2	Driftstilstand til motor
s	Stator
syn	Synkron verdi
TEFC	Totally Enclosed Fan Cooled

1. Innledning

Denne delen gir en innføring i oppgavens problematikk, mål og bakgrunn.

1.1 Motivasjon

Elektrisk motor er et av hovedtemaene og en grunnleggende teori for elektroteknisk studie. Roterende maskiner er et fagområde som spiller stor rolle i både opplæringsfase for ingeniørstudiet, men er like gyldig gjennom hele studieforløpet for elkraftteknikk. Dimensjonering i oppgaven viser kunnskapen som er lært i læreplan for både energi og elkraftutdanning.

1.2 Bakgrunn

Moderne elektriske motorer kjennetegnes ved samme virkemåte og mål som tidligere ved begynnelsen av sin oppfinnelse. Maskinene brukes hovedsakelig for å drive en mekanisk del som roterer eller gir en bevegelse i noe produksjons prosess. Dette kalles for omforming av elektrisk energi til mekanisk energi, men kan også benyttes motsatt som en generator. Det finnes ulike elektriske motorer med forskjellig oppbygging og formål. Disse bygger likevel på samme fysikk spekter som elektromagnetisme og induksjons lover. Den danske fysikeren Hans Christian Ørsted (1777-1851) oppdaget i starten av 1800-tallet at elektrisk strøm i en leder medfører en magnetisk felt rundt dette. Oppdagelsen ble offentligjort i 1820, hvor han påviste sammenheng mellom magnetisme og elektrisitet, ved en tilfeldighet. En kompassnål har forandret sin stilling i nærheten av en elektrisk strøm i en leder. Fenomenet er kalt elektromagnetisme [1].

Den første elektromagnetiske generatoren ble bygget av Michael Faraday (1791-1867). Han var en engelsk fysiker som jobbet videre med Ørsteds oppdagelse, og har presentert en reversert spektre i 1831 [2]. Arbeidet hans påviste at et endrede magnetisk felt kan også indusere strøm i en spole og forskyve strømmen gjennom ledningen. De elektromagnetiske induksjon lovene er i dag kjent som Faradays lover og har en stor rolle for virkemåten til en elektrisk motor [3]. Disse oppfinnelsene har revolusjonert industri område, og er stadig under utvikling. Dagens elektromotorer virker med en god virkningsgrad og er null-utslipp maskiner av karbondioksid. Industriområder, bygninger og andre faste produksjonslinjer har god

tilgang på tilkobling av en elektrisk motor og prefereres fremfor en fossil motor. I transportbransjen har utbygging av elektriske ladestasjoner og gode batterikapasiteter bidratt til kjøp av flere el-biler i Norge. Det er også satt et politisk mål for å stoppe salget av konvensjonelle biler innen 2025 [4]. I forbindelse med en overgang av fossilt kjøretøy til elektrisk, blir en elektrisk traktor en viktig del av dette. Til tross for god tilgang av elektriske personbiler er det ingen registrerte elektriske traktorer på markedet. Kjøretøybestanden per 1.mars.2020 registrerte 236 131 antall traktorer i Norge. Jordbruk i Norge utgjør omkring 4.5% av det totale klimagassutslippet, hvor 0.29% kommer fra traktorer og andre maskiner som drives i største grad av petroleum drivstoff [5]. Undersøkelsen fra SSB viser at traktorer gir CO₂-utslipp på 287.2 i 1000 tonn av CO₂ ekvivalent [6].

Det bør rettes like mye fokus og satsing på andre kjøretøy, selv om størrelsen eller komplikasjonene rundt batteri og kontrollanlegg kan bli mer problematisk. Lading, elektrifisering og kapasitet er en annen problematikk knyttet til modernisering av jordbrukets kjøretøy i Norge.

1.3 Målsettinger og bidrag

Generelt sett er dimensjonering av en asynkronmotor et bidrag for FNs klima mål.

Prosjektens bærekraftmål er:

- Utrydde sult, oppnå matsikkerhet, bedre ernæring og fremme bærekraftig landbruk (FNs mål nummer 2)
- God utdanning (FNs mål nummer 4)
- Innovasjon og infrastruktur (FNs mål nummer 9)
- Ansvarlig forbruk og produksjon (FNs mål nummer 12)

De andre målsetningene for oppgaven er å dimensjonere en asynkronmotor med en god virkningsgrad og effektfaktor. Initiativet skal utarbeide motorens fysiske parametere i henhold til motorens elektriske og magnetiske spesifikasjoner. Det handler altså om å bruke teoretisk matematisk utregning som baseres på følgende tekniske spesifikasjoner:

- Merkeeffekt 240 kW
- Merkespenning 600 V
- Trefase maskin
- Synkront omdreiningstall 430.2 rpm/m
- Frekvens 21.5 Hz
- Driftstilstand S2 (60 min.)
- IP-grad 54
- Effektfaktor > 0.86
- Virkningsgrad > 0.88

Disse verdiene er de viktigste hovedparameterne som ble satt i starten. I tillegg til alt dette skal maskinens driftsegenskaper og konklusjoner legges inn i rapporten. Prosjektbeskrivelse av masteroppgaven vedlegges i Appendiks A.1.

1.4. Oppgavens oppbygging

Rapporten deles mellom teori og prosjekteringsdel av motoren. Det er kapittel 2 som omhandler generell teori til en asynkronmotor. Introduksjon av hovedteorien knyttet til elektriske motorer er presentert i starten av kapittel 2.1 og 2.2. Denne delen fokuserer på fysiske fenomener og elektromagnetisme gjennom matematiske og fysiske forklaringer. En mer utfyllende teori for en asynkronmotor forklares i teorikapittel 2.3. Det betyr at den omhandler kun denne typen av motoren hvor virkemåte og oppbygging er forklart. Det legges også vekt på fagområde av den magnetiske kretsen, effektforhold og andre elektriske spekter. Dette kapitlet gir ikke en fullstendig teori av asynkronmotor, men gir en grundig introdusering av maskinen. Den er skrevet med bakgrunn av pensum og litteraturliste til en elektrisk motor.

Prosjekteringsdel starter i kapittel 3 med en viss mengde av teori som presenteres i henhold til antagelser og metodebruk. Definerings av noen spesifikasjoner defineres og brukes i videre arbeid av neste kapittel. Løsningen og resultatene av dimensjonerings utregningene vises i kapittel 4. Det benyttes stort sett matematiske formler med eventuell forklaring eller diskusjon av fasit. Her er relevante beregninger regnet ut med hensyn på antagelser og anbefalingene fra sitt tidligere kapittel. Kapittel 5 er avsluttende del av prosjekteringen til maskinen hvor hovedresultatet av motoren er representert.

2. Teori

2.1 Fysikk fenomener til en elektrisk motor

Et omfang av dimensjonerings situasjoner til en induksjon motor knytter seg til Maxwells ligninger. Det er et fundamentalt konsept for å forstå virkemåten og oppbyggingen til enhver roterende elektromaskin eller transformator. Grunnfenomener handler om:

- Elektrisk felt
- Magnetisk felt
- Elektrisk fluks
- Magnetisk fluks
- Elektrisk ladningstetthet

2.1.1. Elektromagnetisk felt

Ved å ta utgangspunkt i en situasjon med en elektrisk ladning, vil systemet med en elektrisk og magnetisk felt kunne analyseres. En kraft fra feltet som fungerer på det oppladete objektet eller strømførende leder kan kalkuleres av Lorentz sin lov. Dette gjelder kun for partikler i bevegelse, ellers vil en ladning i ro kunne bestå kun av et elektrisk felt. Formel (2.1) kan brukes av et elektromagnetisk felt med elektrisk ladning Q i fartsbevegelse v , som vil påvirkes av en Lorentz-kraft F . Ladningens hastighet er proporsjonal med den magnetiske delen. Elektrisk felt er definert som $E = \frac{V}{m}$ og magnetisk felt er $B = \frac{Vs}{m^2}$ eller [T].

$$d\mathbf{F} = dQ(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) = dQE + \frac{dQ}{dt} d\mathbf{l} \times \mathbf{B} = dQE + id\mathbf{l} \times \mathbf{B} \quad (2.1)$$

2.1.2. Maxwells likninger

Analyse av elektromagnetiske fenomener kan beskrives av fire partielle differensialligninger som beskriver ulike felt og deres kobling til elektrisk ladning eller annen materie. Den første er Gauss lov for elektrisk og magnetisk felt og kan analyseres ved hjelp av en rotasjonsoperator:

$$\nabla \times \mathbf{D} = \rho \quad (2.2)$$

Elektrisk flukstetthet D er elektrisk forskyvningsfelt, hvor ρ er en fri elektrisk ladningstetthet. Denne matematiske ekspresjonen henvender seg til elektrisk fluks og kalles for Gauss lov til elektriske felter. Dette kan også omformes til integralform:

$$\oint_A (\mathbf{D} \cdot \mathbf{n}) dA = \frac{Q}{\epsilon_0} \quad (2.3)$$

Integrasjonen av en lukket flate A som elektrisk ladning befinner seg i, regner en aktuell verdi for den elektriske fluksen. Symbolet ϵ_0 er permittivitet som er en motstand i materie for elektrisk felt. I praksis går den elektriske fluksen alltid fra positiv til negativ ladning.

Divergens form for sirkulerende magnetisk fluks karakteriseres som:

$$\nabla \times \mathbf{B} = 0 \quad (2.4)$$

Integral form:

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = 0 \quad (2.5)$$

Det er viktig å være oppmerksom på at magnetisk fluks har ingen start eller endepunkt og vil alltid gi null magnetisk fluks, det vil si er divergensfritt. Grunnen til dette er en lukket sløyfe som dannes pga. manglende magnetiske monopoler. Den magnetiske flukstettheten fremstilles med B .

2.1.3. Faradays lov

Når en endrede magnetisk fluks lager en elektrisk felt rundt seg, kan rotasjonsoperator forhold til elektrisk feltstyrke være gitt ved:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.6)$$

Integral form:

$$\oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.7)$$

Roterende magnetisk fluks i flate S er lik til den negative linjeintegrasjonen av elektrisk feltstyrke langs linje l . Det variable magnetfeltet skaper et elektrisk felt som vil induisere en elektromotorisk spenning gitt ved $-\frac{d\phi}{dt}$. Et negativt fortegn gis ut ifra retningen på den induiserte elektromotoriske spenningen. Grunlaget for dette kan forklares fra Lenzs lov som definerer det negative fortegnet i forhold til motsetning av den induiserte spenningen og fluksforandringen. Det er nødvendig å vite bevegelsen til et magnetfelt som strømsløyfen strømledningen befinner seg i. Et økende eller minkede fluks er proporsjonal med tiden som et magnetfelt påtrykkes med, eller ved at størrelsen på flaten endres.

2.1.4. Amperes lov

Magnetisk fluks i kretsen er en konsekvens av endrede elektrisk fluks og strøm. Det dannes magnetiske feltlinjer rundt strømledningen. Hvis linjeintegrasjon rundt en sirkel med bestemt radius integreres gjennom en lukket kurve vil magnetfeltet være lik permeabiliteten multiplisert med strømmen i kretsen. Mengde av strømmen som omslutes av den lukkede kurven definerer magnetfeltet. Det kan vises at antallet på flere strømførende ledere vil avgjøre retningen til magnetfeltet i området. Det er den totale summen av styrken til magnetfeltet på forskjellige ledere som bestemmer retningen.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.8)$$

Integral form:

$$\int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{r} = I_{total} \mu_0 \quad (2.9)$$

Et magnetisk felt omgir seg rundt en strømførende leder. Forutsetning for retningen av magnetiske feltlinjer avhenger av flyttingen til strømmen. Feltlinjer kan sammenlignes med lukkede sirkler som roterer med klokkes retning, hvis strømmen føres utover fra oss. Det motsatte spekteret oppnås om retningen på strømmen snus mot oss, dermed vil feltlinjer pekes imot klokkes normale rotasjon. Spekteret kan beskrives med høyrehåndsregel. Intensivitet av magnetiske feltlinjer kan defineres av Amperes lov:

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \oint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = \sum_i i(t) = \Theta(t) \quad (2.10)$$

Denne loven involverer integrasjon med lukket linje som definerer flate S . Strømmens tetthet er definert som \mathbf{J} , og \mathbf{H} er magnetisk feltkraft. Dette er skalare verdier i motsetning av summen til den øyeblikkelige summen av strømmen $i(t)$ som omslutes av den lukkede integrasjonskurven. I praksis vil den totale strømmen oppgis som strømkobling Θ .

2.2. Magnetisk krets

Dette er et kapittel som referer til magnetisme i en elektrisk maskin. På grunnlag av det kan flytende fluks i maskinen estimeres i både ferromagnetisk materiell og luftgapet. Viklingene i asynkronmotor er hovedkilden til produksjon av strømkobling og magnetisering. Statorens magnetiserende viklinger i asynkronmaskin har lignende prinsipp som ankerviklings system som for eksempel i en synkron motor. Til tross for lignende prinsipp er det ifølge International Electrotechnical Commission (IEC) ikke nok å navngi som ankervikling [7].

Ved å ta utgangspunkt i Amperes lov kan magnetisk felt, magnetisk spenning og mmf beregnes. Analyse av flukstetthet og feltstyrke kan settes for de forskjellige partier i både stator og rotor. Amperes lov i en induksjon motor kan også regne ut den totale verdien av strømkobling Θ_{total} som er summen av alle strømmer. Dette gjøres i forhold til integrasjonen av den magnetiske styrken H som omslutes over en lukket lengde for en spole med strømmen i . Magnetomotorisk kraft F_m kan settes i formelen til Amperes lov:

$$F_m = \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sum i = \Theta_{total} = U_{m_{total}} = \sum U_{m_i} = \oint \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.11)$$

Magnetisk potensiell differanse i forskjellige partier og tilsvarende sum av strømkobling i forhold til U_m er gitt ved:

$$U_{m_i} = \int H_i \cdot dl_i \quad (2.12)$$

Flukstettheten er ofte karakterisert som toppverdi, dermed er det nødvendig å bruke toppverdi av den magnetiske spenningen U_m og strømkoblingen. Den totale summen av magnetisk spenning kan skrives som:

$$\sum_i \int H_i \cdot dl_i = \sum_i \hat{U}_{m_i} = \hat{U}_{m_{total}} \quad (2.13)$$

I en roterende maskin kan analysen av magnetisme fastsettes av numeriske kalkulasjoner. Ved å dele opp kretsen i forskjellige områder vil det være lettere å løse ligningene nevnt ovenfor. I praksis vil betydningen av antall vindinger N , reduserende viklingsfaktor k_w og strømmen i hver av disse viklingene avgjøre summen av strømmen. Den totale verdien er lik integralet til flate arealet S av strømmens tetthet J . Kalkulasjonen kan også determineres ut ifra maskinens magnetiserende vikling med tilsvarende verdi for strømkobling θ . Til å løse dette skal motoren deles i flere elementer som tenn, åk-kjerne og luftgap. Her må maskinens elementer skilles fra hverandre med tilsvarende bokstav $s =$ stator og $r =$ rotor. Oppdelingen blir:

$$U_{m_{total}} = U_{m_{tenns}} + U_{m_{tennr}} + \frac{U_{m_{\text{åks}}}}{2} + \frac{U_{m_{\text{åkr}}}}{2} + U_{m_{\delta_e}} \quad (2.14)$$

Ved bruk av ferromagnetiske materieller vil den effektive verdien for luftgapet δ_e være den eneste delen med lineær magnetisme, mens resten er anisotropisk. Det skjer på grunn av retnings variasjon til permeabiliteten av ferromagnetiske stoffer, slik at den er høyest i rullende retning og lavest i vinkelrette posisjon.

2.2.1. Flukstetthet og magnetisme i luftgapet

Magnetiske felter H etterlater seg en flukstetthet B som avhenger av permeabiliteten μ til materialet i omstendighetene rundt seg. Generell formell er:

$$B = \mu H \quad (2.15)$$

Det er også mulig å skille fluksen for både luftgapet og kjernen. Som for en elektrisk motor med egen definert magnetisk intensitet H_m , kan flukstetthet i kjernen bli:

$$B_m = H_m \cdot \mu_m \quad (2.16)$$

Henholdsvis vil elektriske maskiner bygges med ferromagnetiske materiell som for eksempel jern. Slike materialer har større permeabilitet, dermed vil faktoren μ_r fremstilles i forhold til luft og materiellet som brukes:

$$\mu_r = \frac{\mu_m}{\mu_o} \quad (2.17)$$

Permeabilitet i luftgapet er konstant og uttrykkes som:

$$B_\delta = H \cdot \mu_o \quad (2.18)$$

hvor permeabilitet av luft er:

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

Flukstetthet måles i Tesla-enhet og er en mengde av magnetisk fluks per tverrsnitts areal vinkelrett til et magnetisk felt. Amplitudeverdi av en magnetiserende fluks i luftgapet blir:

$$\hat{\Phi}_m = \frac{2 \cdot \hat{B}_\delta \cdot \tau_p \cdot l'}{\pi} \quad (2.19)$$

2.2.2. Fluks

Den resulterende fluksen i kretsen kan drøftes opp fra et integral av flate størrelsen S .

Analysen trenger henholdsvis også størrelsen på flukstettheten:

$$\Phi = \int B \cdot dS \quad (2.20)$$

Ved bruk av en konstant verdi for flukstetthet kan formelen fremstilles som:

$$\Phi = B \cdot S \quad (2.21)$$

Magnetisk konduktivitet kalles permeans. Det er ønskelig å ha høy permeans i kjernen, slik at magnetisk kobling til luftgapet er godt. Ledningsevnen i luftgapet kan også innføres i uttrykket for fluks i luftgapet som:

$$\Phi = \Lambda \cdot U_{m\delta} = \frac{S \cdot \mu_o}{\delta} \cdot U_{m\delta} \quad (2.22)$$

Luftgapet har en lav reluktans som gir opphav til å indusere elektromotorisk spenning i rotorens viklinger. Lav verdi av permeans Λ i luften skyldes den høye inverse verdien av reluktans. Det vil si at magnetisk motstand i luft er langt større enn i ferromagnetiske stoffer. Reluktansverdi er forholdet mellom amperevindingstall gitt av Amperes lov og fluks:

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathcal{F}}{\Phi} \quad (2.23)$$

Magnetomotorisk kraft \mathcal{F} er:

$$\mathcal{F} = \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I \cdot N \quad (2.24)$$

2.2.3. Fluksfelt over tenn

Forløpet av den magnetiske fluksen som passerer spor og tenn sitt område er proporsjonalt med luftgapets flukstetthet \hat{B}_δ . I en umettet jernkjerne vil fluksen gå gjennom tenn og utelukker spor og isolasjon [8]. Toppverdi av fluks i tenn er:

$$\hat{\Phi}'_d = l' \cdot \tau_u \cdot \hat{B}_\delta \quad (2.25)$$

I vanlig motordrift vil fluksen likevel fordele seg også gjennom spor-areal:

$$\hat{\Phi}_d = \hat{\Phi}'_d - \hat{\Phi}_u \quad (2.26)$$

Fluksen som strømmer langs sporområde S_u med tetthet \hat{B}_u er:

$$\hat{\Phi}_u = S_u \cdot \hat{B}_u \quad (2.27)$$

Kalkulasjon av jernet til tenn sitt område er:

$$S_d = k_{Fe} \cdot (l - n_v \cdot b_v) \cdot b_d \quad (2.28)$$

Arealet til tenn tar hensyn til antall ventilasjonskanaler og jernets struktur koeffisient k_{Fe} . Isolasjonen i sporet og tenn sin del er relativ tynn som cirka 0.002 mm. Man kan derfor relatere dette mot jernets koeffisient som ligger på rundt 0.9 – 0.98 %. I tillegg har krystall struktur til jern en betydning for permeabiliteten av tenn sin ende. Med dette menes at den reelle tenn bredden b_{reelt} er mindre. Den korrigerte verdien til tannbredde blir:

$$b_d = b_{reelt} - 0,1 \cdot 10^{-3} \quad (2.29)$$

Den fullstendige flukstettheten som strømmer kun gjennom tenn blir:

$$\hat{B}'_d = \frac{\hat{\Phi}'_d}{S_d} \quad (2.30)$$

I praksis vil denne formelen være gyldig:

$$\hat{B}_d = \hat{B}'_d - \frac{S_u}{S_d} \cdot \hat{B}_u = \hat{B}'_d - \frac{S_u}{S_d} \cdot \mu_o \cdot \hat{H}_d \quad (2.31)$$

Hvor forholdet $\frac{S_u}{S_d}$ blir:

$$\frac{S_u}{S_d} = \frac{l' \cdot \tau_u}{k_{Fe} \cdot (l - n_v \cdot b_v) b_d} \quad (2.32)$$

Magnetisk styrke i jern og luft regnes likt på grunn av kontinuerlig tangentiell komponent av et felt $\hat{H}_d = \hat{H}_u$. Kjernelengden defineres med l eller som ekvivalent verdi l' . Spordeling sin lengde er τ_u .

2.2.4. Fluksfelt over åk i kjernen

Flukstettheten i kjernen kan settes opp på følgende måte:

$$\hat{B}_{\hat{a}k} = \hat{B}_{\hat{a}k_{stator}} + \hat{B}_{\hat{a}k_{rotor}} \quad (2.33)$$

Med definisjon av åk forstås en magnetiserende del av kjernen som omringes av flukslinjene. Området uten flukslinjene kalles kjerne og anses ikke som åk-del. Flukslinjene over åk utgjør halvparten av hoved fluksen som penetrerer i stator og rotordel [9]. Det finnes sammenheng med arealet til åkene med henhold til ventilasjonskanaler, høyde og romfaktor til materialet. Flukstetthet i stator utregnes etter magnetiserende fluks $\hat{\Phi}_m$, antall ventilasjonskanaler n_v , kanalens bredde b_v og høyde til åkene i stator $h_{\hat{a}k_s}$:

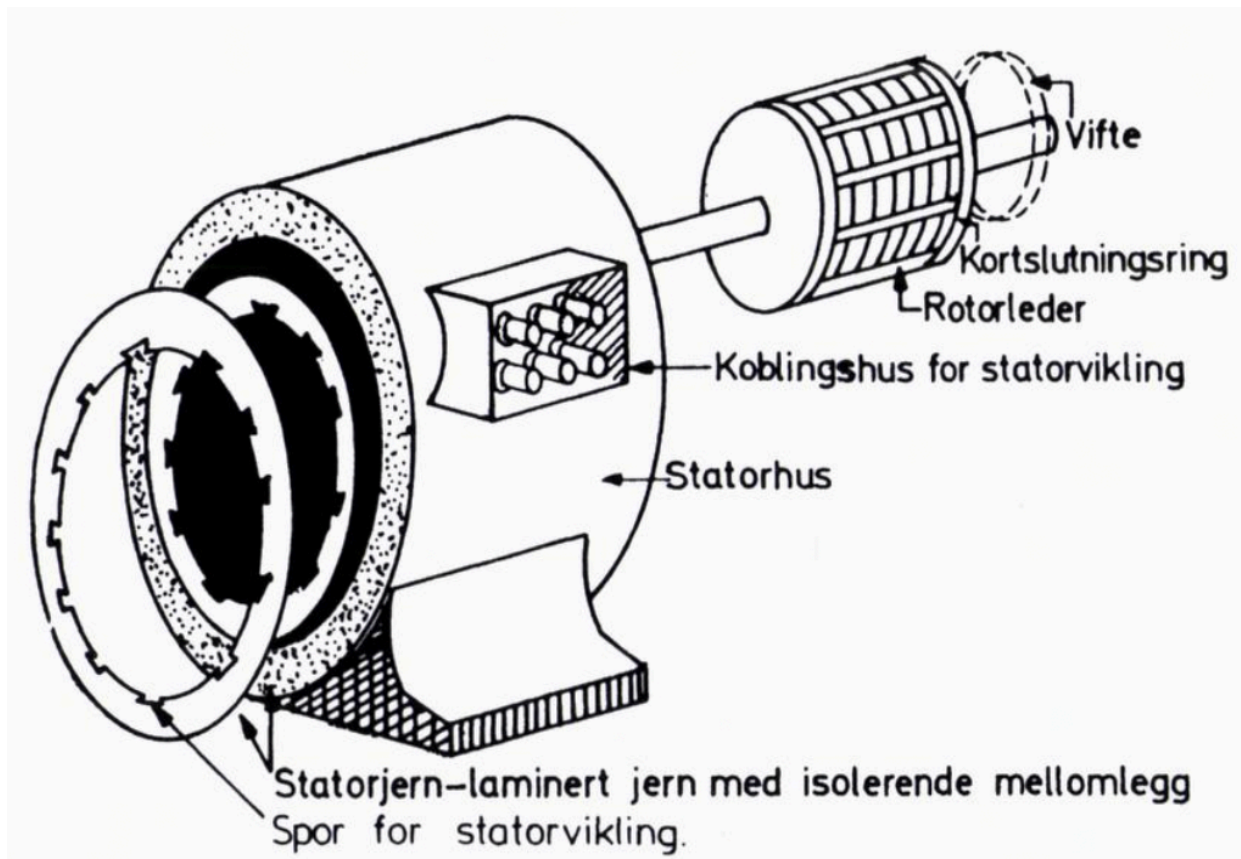
$$\hat{B}_{\hat{a}k_{stator}} = \frac{\hat{\Phi}_m}{2 \cdot S_{\hat{a}k_{stator}}} = \frac{\hat{\Phi}_m}{2 \cdot k_{Fe} \cdot (l - n_v \cdot b_v) \cdot h_{\hat{a}k_{stator}}} \quad (2.34)$$

Ovenfor er det vist at verdiene til flukstetthet og fluks er gitt som en toppverdi. I tillegg skal k_{Fe} stå for jernets koeffisientstap som er romfaktor av materiellet. Flukstetthet i rotor defineres på samme måte:

$$\hat{B}_{\hat{a}k_{rotor}} = \frac{\hat{\Phi}_m}{2 \cdot S_{\hat{a}k_{rotor}}} = \frac{\hat{\Phi}_m}{2 \cdot k_{Fe} \cdot (l - n_v \cdot b_v) \cdot h_{\hat{a}k_r}} \quad (2.35)$$

2.3. Fysisk oppbygging av en asynkronmotor

Maskinen sine hovedelementer er en stator og rotor. Asynkronmotor fungerer etter induksjonsprinsippet, dermed nyttes statorens del som primærside. Rotor sin del er prinsipiell omtalt som sekundærside. Disse to delene er skilt med et luftgap. Statorjerne lages av et jern og omringes med en metallisk stator hus. For å redusere virvelstrømmer er jernet laget av et blikk. Motoren kan kobles med stjerne eller trekantkobling i et klemmebrett slik at forskjellige spenninger kan oppnås. Statoren sine viklinger tilkobles med en trefase system fra nett og føres gjennom sporene i kjernen som ender igjen i klemmebrettet. Rotoren kan utføres på to forskjellige måter som kortslutningsrotor eller sleperings rotor. Den første utføringen er en kortsluttet ring som lager en burvikling. I tillegg er begge ender kortsluttet med staver. Rotoren har et lamellert blikk med spor som festes og presses sammen på akselen. Det finnes også en viklet rotor som er mer komplisert i oppbygging. Denne brukes med en startmotstand, slik at spesielle høye startegenskaper kan oppnås. Det er ønskelig å drive motoren i standard temperatur, derfor bør forskjellige kjølesystemer vurderes [10] [11].



Figur 2.1 Konstruksjon av induksjon motor med kortslutningsrotor [12].

2.4. Virkemåte

Prinsippet for virkemåten i begge typer av rotor er den samme. Vekslede strømmen i statorens viklinger lager en magnetisk felt rundt lederen. I et tre fase motor vil det flyte strøm i_1, i_2 og i_3 med hver sin forskyvning som $\frac{2\pi}{3}$ rad. Amplitudeverdien for disse tre strømmene forskyves med tiden t_1, t_2 og t_3 . Forholdet til en trefaset maskin i tomgang kan forklares med en roterende magnetfluks. En motor med en symmetrisk trefasede system har tre statorstrømmer. Disse er forskjøvet til hverandre med 120° og gir opphav til en roterende magnetisk fluks. Det resulterende dreiefeltet fra statorens viklinger skjærer luftgapet og rotoren i maskinen. Den mekaniske vinkelhastigheten ω_s bestemmes fra påtrykte frekvens f_1 , polpar tallet p og en periodisk rotasjon:

$$\omega_s = \frac{f_1 \cdot 2 \cdot \pi}{p} \quad (2.36)$$

Synkront turtall til dreiefeltet er:

$$n_s = \frac{f_1 \cdot 60}{p} \quad (2.37)$$

Roterende magnetisk fluks er opphavet til magnetomotoriskkraft. Det blir induisert en elektromotorisk spenning i rotorlederne eller stavene som er plassert i et magnetfelt. Med en elektromotorisk spenning vil også strømmen bli produsert. Det oppstår en Lorentz - kraftvirkning på rotoren og setter denne i bevegelse. I starten er frekvensen til rotoren samme som det påtrykte, men reduseres med økende omdreiningshastighet til rotoren. For å kompensere friksjon og jern tap er rotorens turtall mindre enn den synkrone hastigheten til dreiefeltet. Vi skal her definere et viktig begrep for en asynkronmotor som sakketturtall n_{slip} :

$$n_{slip} = n_1 - n_2 \quad (2.38)$$

Det finnes sammenheng i Formel (2.38) mellom n_{slip} og dreiefeltets turtall n_1 , hvor s betegnes som sakkings verdi:

$$s = \frac{n_{slip}}{n_1} \quad (2.39)$$

Det nominelle turtallet betegnes som n_2 .

2.5. Viklinger

Når det skal foretas interaksjon mellom magnetiske felter og strøm i maskinens viklinger er konstruksjon og valg av koblingen viktig. En av fordelene til å velge induksjonsmotor fremfor andre roterende maskiner er at en separert magnetiseringssystem er ikke nødvendig. Den vekslende strømmen som påtrykkes fra en ekstern krets vil kontrollere magnetiseringen. Viklinger i statoren gir opphav til å indusere spenning, og oppfører seg som en roterende-felt vikling. Maskinen har en rotordel som benytter seg av kortslutning eller viklet rotor. Lengde τ_u til en spor beregnes med henhold til diameter D og antall spor Q i maskinen:

$$\tau_u = \frac{D \cdot \pi}{Q} \quad (2.40)$$

Vinkel mellom sporene finnes i radianer eller grader:

$$\alpha_u = \frac{2\pi \cdot p}{Q} \quad (2.41)$$

Utregningene ovenfor avhenger av verdien til antall spor Q og polpar p i motoren. Det skal sørges for at fordelingen blir mest mulig harmonikkfritt i forhold til det dreierende magnetfeltet som påvirker maskinen. Antallet og lengden til en spor spiller derfor stor rolle for utformingen av kurvet til strømkobling med flukstetthet. Det er ønskelig å oppnå lav vinkel som gir bedre cosinus eller sinus kurvet forløp. Det er ønskelig å ha en symmetrisk maskin med fordelte soner med spor og poldeling. Koblingen til et trefasesystem kobles med tre ledninger med hver sin utgangs ende. Sonefordeling distribueres i forhold til systemets faser og pol lengde. Poldeling kan regnes ut som:

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p} \quad (2.42)$$

Enkel podeling:

$$\tau_v = \frac{\tau_p}{m} \quad (2.43)$$

Antallet av spor per polpar under en fase for viklinger med skiftende spole-sider er:

$$q = \frac{Q}{2 \cdot p \cdot m} \quad (2.44)$$

Verdien fra Formel (2.44) bør være heltall, ellers fraksjonert spor vikling må benyttes. I et system med tre faser $m = 3$, kan positive fasesoner U, V, W og negative -U, -V, -W plasseres på lik linje i henhold til elektrisk vinkel. Det er antall polpar i maskinen som definerer antall soner (U, V, W eller -U, -V, -W).

2.5.1. Viklingsfaktor

Reduserende viklingsfaktor k_w i utregning for Formel (2.47) er nødvendig for å klassifisere verdien med henhold til harmonikktap i viklingene. Fluksen Φ som dreies rundt i viklingssystemet krysser ikke samtidig mellom alle viklinger. Forskyvningen i kretsen gjør at *emf* kan ikke kalkuleres direkte fra antall vindinger N i kretsen. Indusert spenning e kan kalkuleres med henhold til Faradays induksjons lov:

$$e = -N \cdot k_w \cdot \frac{d\Phi}{dt} = \frac{-d\psi}{dt} \quad (2.45)$$

Den samlede verdien på strømkobling i motoren produserer flukstetthet i luftgapet og resulterer i indusert spenning i spoleledninger av viklinger. Dette omgjøres med relativ liten forskyvning i forhold til bevegelsen av magnetiserende felt og *emf* i forskjellige spole-sider. Mindre sporvinkel gir finere bølgekurve. Det er en teoretisk mulighet for å sette spole-sider av en fase sammen i et spor, men pol-fordeling må utelukkes. Dette gir oss en ideell viklingsfaktor med tilnærmet tapsfri forskyvning. Den reelle løsningen setter søkelys på spole-side som ligger i hver spor under en fordelt pol og en fase. Forskyvningen kan fremstilles med et viserdiagram som illustrerer viklingssystemet i forhold til antall av spor, poler, faser og sporvinkel. Visere viser amplituden av spolespenninger i forskjellige spor med

henhold til deres faseskift. Fundamental viklingsfaktor kan kalkuleres som forholdet mellom geometrisk og aritmetisk sum av spolespenningene:

$$k_w = \frac{\text{geometrisk sum av spolespenningene}}{\text{aritmetisk sum av spolespenningene}} \quad (2.46)$$

Definisjon til viklingsfaktor kan også uttrykkes med summen av positive og negative visere Z med vinkel α_ρ . Det innføres også et ordenstall av en enkel viser ρ og harmonikknummer v .

$$k_{wv} = k_{dv} = \frac{\sin \frac{v \cdot \pi}{2}}{Z} \sum_{\rho=1}^Z \cos \alpha_\rho = \frac{2 \cdot \sin \left(\frac{v}{m} \cdot \frac{\pi}{2} \right)}{\frac{Q}{m \cdot p} \cdot \sin \left(v \cdot \pi \cdot \frac{p}{Q} \right)} \quad (2.47)$$

Definisjonen ovenfor definerer en distribusjons faktor med tanke på harmonikks forskyvning i feltet. I utgangspunktet er det lettere å dele viklingsfaktor i flere reduserende faktorer som distribusjon k_d , skrittforkorting k_p og skjevhetfaktor k_s .

2.5.2. Forkortingsskrittfactor

Skrittforkortings faktor er et resultat ved bruk av forkortet viklingsskritt:

$$k_p = \sin \frac{W \cdot \pi}{\tau_p \cdot 2} \quad (2.48)$$

Innholdet i sporene kan deles i et øvre og nedre parti med hver sin spoleviklings del. Den øvre spole-siden føres med en vikling til nedre lag av spor. Det motsatte blir også å føre fra nedre del ved siden av luftgapet til den øvre delen som ligger nærmere åk. Dette kan kalles for en dobbelt-lags viklingssystem, hvor antall spoler er lik sporene i kretsen. Ved bruk av enkelt lags system vil antallet spoler halveres i forhold til antallet av spor. Konstruksjon av begge to er lik, men dobbellags system inneholder to ringsoner. En indre og ytre ring trenger ikke å bli identisk, men resultatet er forkortingsskritt [13]. Dette vil si at hele distansen er forkortet mellom en spoleledning av en bestemt fase. Med forkortingssystem vil spolen være kortere et sporskritt, derfor skal formelen inneholde en forkortingsskrittfactor W . Fordelen er reduisering av kobbermateriellet, mens ulempen er at flukskobling i spolen blir mindre. Dette fører til at antall vindinger øker, men svingende strømkobling blir større. Et alternativ sett er

kombinasjon av forkortet og forlenget skritt. Som en konsekvens av forkortingskritt og etterfølgende forlenging, vil den totale linjen balansere seg. Formel (2.44) definerer altså antallet av spor per pol og fase:

$$q = \frac{Q}{2 \cdot p \cdot m}$$

Dette er også et generelt uttrykk som gir hel eller fraksjonstall av q_s . Ved fraksjon vil skrittet hverken være full, forkortet eller forlenget. Den gir en fordel for å velge et fritt viklingskritt i sporene med flere alternativer av føringsveien. Fraksjonsskritt egner seg for lettere justering av magnetisk fluks i tilfeller hvor antallet av spor er bestemt konstant på forhånd. Et slikt system leder ofte til harmoniske forstyrrelser [14].

2.5.3. Skjevhets faktor

Skjevhets faktor er spesielt viktig i en induksjon motor med kortsluttet rotorstaver. Skjevhet er en egenskap som danner skjeve posisjoner av sporene i stator/rotor. Sporene i stator kan bli skjev, men de fleste typer av kortslutningsmotorer har kun skjeve rotorstaver. Forklaringen tar derfor kun hensyn til bruk av skjeve kortslutningsstaver i rotoren. Benyttelse av skjeve spor brukes for å redusere lekkinduktans av permeans harmonikk. Dette har innflytelse på luftgapets harmonikk som modifierer igjen den induserte spenningen i rotorstavene. I tilfellet uten skjeve spor i statoren vil induksjons spekteret av rotorstaver mot statorens felt være redusert. Innføring av skjevhets faktor multipliseres i formelen med henhold til emf i statorens rette spor og induksjon i rotoren. I tillegg kan faktoren multipliseres med den magnetiske spenningen i luftgapet som er laget av rotorstrømmene [15]. Skjevhets faktor er:

$$k_{sqv} = \frac{\sin\left(\frac{v \cdot \alpha}{2}\right)}{v \cdot \frac{\alpha}{2}} \quad (2.49)$$

Formel (2.49) viser at skjevhets faktor avhenger av harmonikk v og sporvinkel α :

$$\alpha = \frac{s_{sq} \cdot \pi}{\tau_p} \quad (2.50)$$

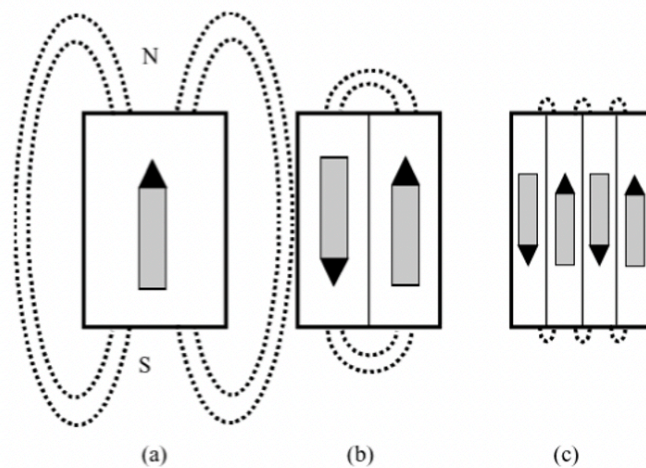
Bue lengde mellom stavene er:

$$s_{sq} = \frac{\pi \cdot D}{Q} \quad (2.51)$$

2.6. Karakteristikk av magnetisk materielle

2.6.1 Weiss teori

Elektriske motorer er laget av en ferromagnetisk materiell eller permanente magneter. Weiss er en magnetisk domene som finnes i slike stoffer. Weiss domener er separert via en Bloch-vegg, hvor breddelengden er veldig liten. Den magnetiske oppførselen i ferromagnetisk materiell bygger på domene strukturen. Separerte domener kan inneholde magnetisering i forskjellige retninger. Innflytelse av en ekstern magnetisk felt bestemmer direksjon av Weiss domener eller domenevegger. Uten en ekstern felt vil Bloch-vegger stå i ro. En enkel og useparert domene har jevn direksjon for magnetiseringen i området sitt. Energitetthet per kubikkmeter komprimeres i forhold til oppsettet av Weiss domener.



Figur 2.2 Halvering av en magnet [16].

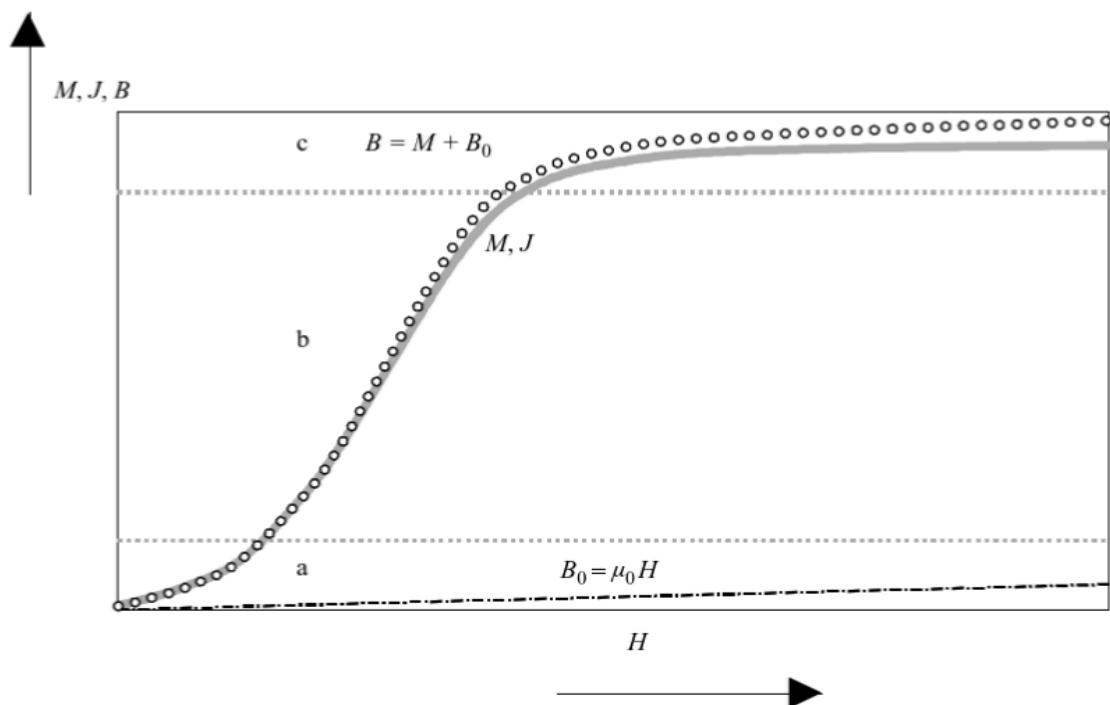
Bildet ovenfor viser forskjellige oppsett av seksjoner som kan karakteriseres med nord og sør-pol. Magnetisk energi halveres med proporsjonalitet til seksjons halvering av domenene. Den første magneten i Figur 2.2a med et jern materiell tilsvarer for eksempel $23\,000 \text{ J/m}^3$.

Magnetklossen i Figur 2.2b må derfor ha en halvert verdi. Redusering av indre energi skjer på

grunn av splitting av domenene. Dette kan skje når temperaturen overskrider Curie-punktet. Dette er Curies lov som definerer svak magnet ved høyere temperaturer. Et påført magnetfelt vil føre at magnetene fremdeles beholder sin magnetiske egenskap.

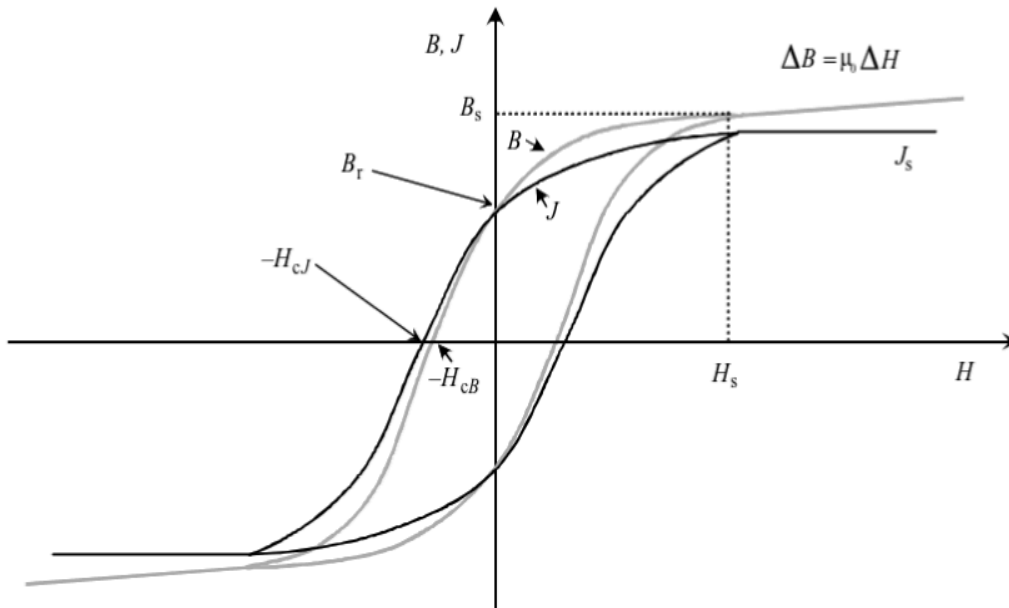
2.6.2. Hysterese tap

Teori om Weiss-domener knytter seg til videre studie av hysterese tap og teknisk magnetisering graf. Figur 2.3 viser en magnetisering kurve med tre faser, hvor første fase ved punkt (a) er reversible fordi en eksternt magnetisk felt som påføres mot materialet er svak. Det vil si at domenevegger er fortrent fra sin hvileposisjon, men tilbakeføres til sin originale ro-posisjon om feltstyrke forsvinner. Denne situasjonen er annerledes når feltet er sterkere, som gjør at Bloch-vegger returneres ikke til sin originale posisjon. Forandringen kalles Barkhausen-hopp og vises ved fase (b). Påføring av en motsatt feltstyrke gjør at Bloch-vegg kan flyttes tilbake. Det siste steget (c) er metning magnetisering, hvor Weiss domener vender inn med direksjon av feltet [17].



Figur 2.3 Magnetiseringskurve [16].

En mer teknisk applikasjon kan utledes ved magnetisering og polarisasjon graf av ferromagnetisk materiell som kalles hysterese løyfe:



Figur 2.4 Magnetiseringskurve for funksjon $B=f(H)$ [16].

Figur 2.4 viser en funksjon for flukstetthet B med hensyn på magnetisk feltstyrke H . Dersom funksjonen går i metning, vil punktet for BH-kurven defineres som $B_{(s)} = f(H_{(s)})$.

Koersitivt punkt H_{cB} vil føre til at flukstetthet blir nøytral $B = 0$. Med det motsatte spektret hvor $H = 0$, er det vist at flukstetthet B_r blir remanens punkt. Strømtetthet defineres som J .

Remanens er et punkt som definerer mengde av flukstetthet etter flytting av magnetiskfeltstyrke fra sitt metningsområde til null. Koersitivt punkt er mengden av nødvendig motsatt feltstyrke for å sette flukstetthet til null. Bløte metaller har mindre hysteresetap på grunn av mindre avmagnetisering. Gode magnetiserings egenskaper kan oppnås ved større koersitivt samtidig som hysteresetap blir større. Hysteresetap i et jern forårsaker tap i alternerende felt og kan kalkuleres på følgende måte:

$$w_1 = \int_{-B_r}^{B_{max} \approx B_s} H \cdot dB \quad (2.52)$$

I Formel (2.52) beregnes tapene med tanke på den positive delen av BH-kurve. Energi per volum i formelen viser at magnetisk feltstyrke øker fra null til sitt maksimale punkt ved metnings linje. Dette er energi som absorberes i enheten. Den forsvunne energien når magnetisk feltstyrke returnerer fra metningspunkt til null kalkuleres som:

$$w_2 = \int_{B_{max} \approx B_s}^{B_r} H \cdot dB \quad (2.53)$$

Total hystereses tap for et objekt blir:

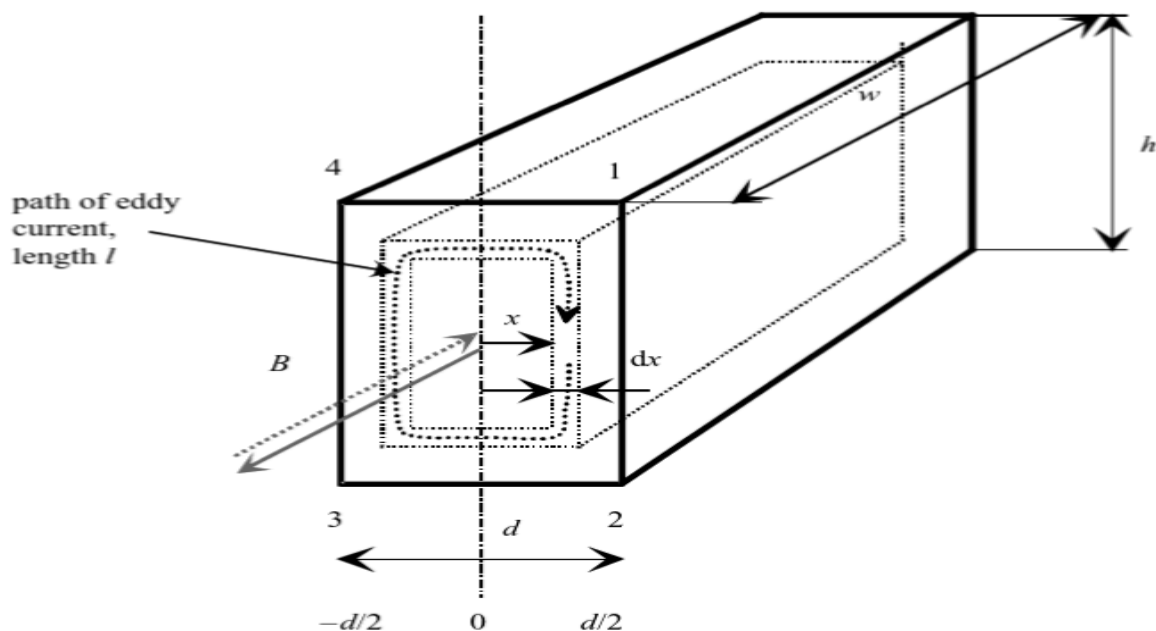
$$w_{total} = V \cdot \oint H \cdot dB \quad (2.54)$$

Kalkulasjonen kan også gjøres med hensyn på frekvens f , volumet V og hystereses energi w per volum:

$$P_{hysteresis} = f \cdot V \cdot w \quad (2.55)$$

2.6.3. Virvelstrømstap

Alternerende fluks i en jernkjerne inducerer spenning i elektromagneten, på grunn av konduktivitet i materiell. Dette resulterer i Eddys-strømmer som i motsetning til hoved fluks ikke er ønskede. Laminering av jernet er løsningen for redusering av virvelstrømmer [18].



Figur 2.5 Laminerings dimensjoner og fremvisning av virvelstrømmer som indikeres med den stiplede linjen [19].

Figur 2.5 viser et maksimum verdi for hoved flukstetthet som passerer gjennom området fra (1-2-3-4). Den brutte linjen indikerer et parallelogram, hvor en ekstra Eddy-fluks finnes [20]. Amplitudeverdi til fluks av parallelogram blir:

$$\hat{\Phi}_{Eddy} = 2 \cdot h \cdot x \cdot \hat{B} \quad (2.56)$$

Effektivverdi av den induserte spenningen i denne banen er:

$$e_{Eddy} = \frac{\hat{B} \cdot \omega}{\sqrt{2}} \cdot 2 \cdot h \cdot x \quad (2.57)$$

Virvelstrøm er forholdet mellom den induserte spenningen og resistansen:

$$dI = \frac{E}{R} = \frac{2 \cdot \pi \cdot w_{lengde} \cdot x \cdot h}{\sqrt{2} \cdot \rho} \quad (2.58)$$

Virvelstrømstap:

$$P_{eddy} = w_{lengde} \cdot h \cdot d^3 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \frac{\hat{B}^2}{6 \cdot \rho} \quad (2.59)$$

Volumet av laminering i kjernen kan kalkuleres på følgende måte:

$$V_{laminasjon} = w_{lengde} \cdot d_{bredde-lamellert\ blikk} \cdot h \quad (2.60)$$

Tjukkelse av en laminerings sett i en kjerne reduserer virvelstrømstap. Lamellert blikk er ofte 0.2 – 0.65 mm med en lakk som isoleres på begge sider [21] [22]. Materiellets resistivitet ρ og tjukkelse på lamellert blikk er hovedfaktorer for virvelstrømstap. Vanligvis gir produsentene av kjern spesifikasjon om tap i forhold til materiellets vekt og flukstetthet [23].

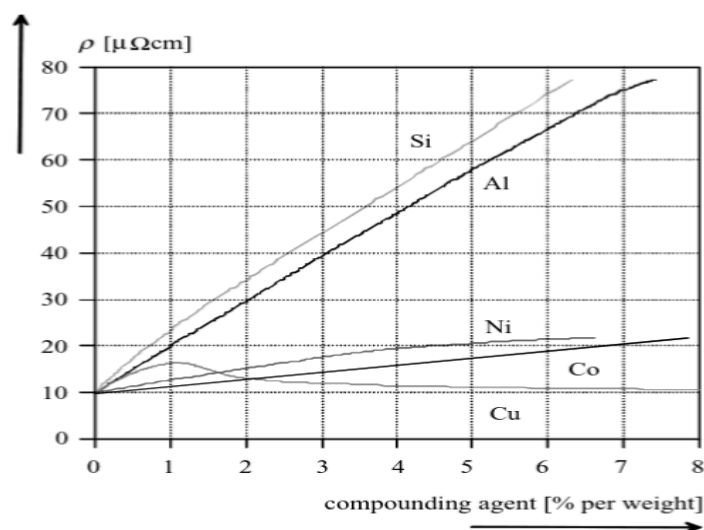
2.6.4. Resistivitet

De forskjellige materieller med sine spesifikasjoner vises i Tabell 2.1:

Material	Composition	Density [kg/m ³]	Resistivity [μΩ cm]	Melting point [°C]
Iron	100 % Fe	—	9.6	—
	99.0 % Fe	7874	9.71	1539
	99.8 % Fe	7880	9.9	1539
Ferrosilicon	4 % Si	7650	60	1450
Aluminum–iron	16 % Al, iron for the rest	6500	145	—
Aluminum– ferrosilicon	9.5 % Si, 5.5 % Al, iron for the rest	8800	81	—
Nickel	99.6 % Ni	8890	8.7	—
Cobalt	99 % Co	8840	9	1495
	99.95 % Co	8850	6.3	—

Tabell 2.1: Spesifikasjoner av forskjellig materiell [24].

Jern er hovedmaterialet i elektriske maskiner på grunn av sin ferromagnetiske vennlighet. Konklusjon fra forrige kapitlet formidlet at større grad av resistivitet i kjernen styrker mot Eddys strømmer. Et rent jern har resistivitet på 9.6 μΩ cm, men tilsetning av 16% aluminium gir langt større verdi av resistivitet. Nikkel, kobolt og kobber egner seg lite i elektriske maskiner, mens silikon og aluminium er aktuelle for eventuell blanding med jern. Ulempene knyttet til tilføring av silikon er mykgjøring av kjernen, noe som gjør magneten svakere. Derimot blanding med aluminium gjør kjernen hardere.



Figur 2.6 Forholdet over tilsetnings grad av ekstra materiell mot den totale summen av kjernen [25].

Proporsjonalitets grense for aluminium er cirka 17% av vekten til et jern. Større tilsetning gjør magneten paramagnetisk, selv om koersitiv feltstyrke, hystereses tap og metningspunkt blir mindre. Resistivitet av et materiell er også avhengig av temperaturen og kjølemetoden. Metningspunktet til flukstetthet med hensyn på proporsjonalitet av aluminiums prosent i jern er:

$$B_s = (2.164 - 0.057 \cdot \rho_{Al}) \quad (2.61)$$

2.6.5. Resistans

Effektivitet til en elektrisk maskin tar hensyn til resistive tap. Det er resistans og induktans som definerer karakteristik i en motor. Ved bruk av Ohms lov kan resistansen defineres fra lengden til lederen l_c , materiellets konduktivitet σ_c , tversnittareal til lederen S_c og antall parallelle grener i viklingssystemet a [26]. Verdien kan defineres som DC-resistans:

$$R_{DC} = \frac{l_c}{a \cdot S_c \cdot \sigma_c} \quad (2.62)$$

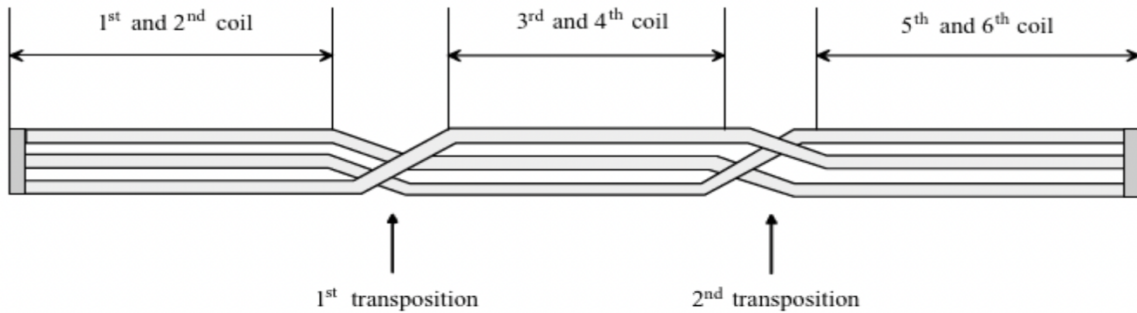
Lengden til lederen i uttrykket kan erstattes med en gjennomsnittlig lengde. Formelen avhenger av spolespenn W og statorens kjerne lengde l :

$$\bar{l} \approx 2 \cdot l + 2.4 \cdot W + 0.1 \quad (2.63)$$

2.6.6. Skinneffekt

Fenomenet av skinneffekt kan forklares med en flytende strøm som gir et opphav til en magnetisk feltstyrke. Ledninger omringet av ferromagnetisk materiellet med uendelig permeabilitet fører til lekkfluks på tvers av en spor og ledning. Spekteret viser seg å ha en innflytelse på impedansen i ledningen. Det er på grunn av større mengde av lekkasje fluks omringer seg i nedre del av ledningen. Impedansen blir mindre på øvresiden, hvor mengden av fluks er også mindre, derimot øker strømtetthet oppover langs ledningen. Det viser seg å ha en innvirkning på ledningens resistans og induktans. Området som preges av skinneffekt

ligger i sporene eller på viklingens ende. Måten å redusere effekten av skinn på er å skifte plasseringen til ledningene [27].



Figur 2.7 Transponering av ledningene for redusering av skinneffekt [28].

Matematisk utregning av skinneffekt i forhold til resistive tap kan løses ved hjelp av resistansfaktor k_R . Multiplikasjon av denne med DC-resistans gir:

$$k_R \cdot R_{DC} = R_{AC} \quad (2.64)$$

Resistansfaktor løses ved hjelp av dimensjonsfri verdi ξ :

$$k_{R_x} = \xi_{(s_x)} \cdot \frac{\sinh(2 \cdot \xi_{(s_x)}) + \sin(2 \cdot \xi_{(s_x)})}{\cosh(2 \cdot \xi_{(s_x)}) - \cos(2 \cdot \xi_{(s_x)})} \quad (2.65)$$

Ksi faktor ξ beregner inntrengningsdybde multiplisert med enkelt lednings høyde h_c . Materiellets konduktivitet, frekvens, spor-bredde b og enkelt lednings bredde b_c bestemmer også innvirkning av skinneffekt i lederen. Maskinens sakking skal også tas med i betraktning av skinneffekt.

$$\xi = h_c \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma_c \cdot s \cdot \frac{b_c}{b}}{2}} \quad (2.66)$$

Lekkfluks av ledning spiller en annen rolle for skinneffekt. Endring av lekkinduktans kan spesielt ses ved start av en induksjon motor med kortsluttet rotor. Redusering av flukskobling

ved sporåpning av stavene gir en økning av strømtetthet i området [29]. Summen av lekkasjeinduktans i motoren reduseres og kan finnes ved induktansfaktor k_L :

$$k_{L_x} = \frac{3}{2 \cdot \xi_{(S_x)}} \cdot \frac{\sinh(2 \cdot \xi_{(S_x)}) - \sin(2 \cdot \xi_{(S_x)})}{\cosh(2 \cdot \xi_{(S_x)}) - \cos(2 \cdot \xi_{(S_x)})} \quad (2.67)$$

2.7. Lekkasjeinduktans

2.7.1. Lekkfluks

Funksjon av fluks i kretsen er å sette en elektromagnetisk forbindelse mellom stator og rotor. Maskinens virkemåte er avhengig av en fluks som krysser luftgapet som kalles for hoved fluks i kretsen. Alt annet som ikke har innflytelse på luftgapets omdannelse av rotasjonsmoment er lekkasjefluks. I selve stator og rotor blir lekkasjen fordelt i forskjellige delene som:

- Spor
- Toppen til tenn
- Ende viklinger
- Poler

Lekkfluks kan ha innflytelse på spenningsfall i kretsen som øker kostnaden knyttet til større materiellbehov. Lekkasjefluks i sporene forårsaker en økning av skinneffekt og tilsvarende mer kobbertap. Det positive er at strømmen i pulsbreddemodulasjon i kontrollanlegg kan filtreres lettere med lekkfluks [30]. Bestemmelse av fluks er proporsjonal med lekkende strømkobling Θ_σ og permeans Λ til lekkende bane:

$$\phi_\sigma = \Theta_\sigma \cdot \Lambda \quad (2.68)$$

Det kan også bli en del av lekkfluks som krysser luftgapets konstruksjon, men ikke opptrer sammen med hoved fluks. Fordeling av viklinger med tanke på forkorting, skjevhet i sporene er grunnen til lekende fluks i luftgapet. Dette er ofte ikke definert som lekkfluks, men tas i

betraktning i forkortingskritt eller skjevhets faktor [31]. Summen av lekkasjeinduktans L_σ i en asynkronmotor er:

$$L_\sigma = L_\delta + L_{sq} + L_w + L_d + L_u \quad (2.69)$$

Ovenstående induktanser kan defineres som:

- Lekkasjeinduktans i luftgapet (L_δ)
- Lekkasjeinduktans i forhold til viklingens skjevhet (L_{sq})
- Lekkasjeinduktans av toppen til tenn (L_d)
- Lekkasjeinduktans i spor (L_u)
- Lekkasjeinduktans til viklingens ende (L_w)

2.8. Effektflyt

En av viktigste parameterne i motoren knyttes til effektbalanse. Beregningene av effekt gir en oversikt over virkningsgrad η :

$$\eta = \frac{P_{avgitt}}{P_1} \quad (2.70)$$

Uttrykket viser at virkningsgrad avhenger av effekt som trekkes fra nett P_1 og avgitt mekanisk effekt P_{avgitt} . Utnyttelsesgrad og effektivitet avhenger av effekttap som:

- Resistive tap i stator og rotor ledninger P_{Cu}
- Jerntap i magnetisk krets P_{Fe}
- Mekanisk tap P_ρ
- Andre ytterligere tap P_{Add}

Resistive tap kan også kalles for Joule eller kobbertap. Et større krav om effekt eller strøm resulterer i økning av vekten til ledningene, desto høyere tap. Lengden, antall viklinger, konduktivitet og størrelse til lederen spiller også rolle for resistive tap. Generell formel er:

$$P_{Cu} = m \cdot I^2 \cdot R \quad (2.71)$$

Jerntap i magnetisk krets kan defineres for både stator og rotor sin del. Den magnetiske kretsen defineres som åk eller tenner, og refereres mest mot statorens del. Jerntapet i rotoren er marginalt og fremstilles i ytterligere tap. Jerntap i den magnetiske delen av stator er:

$$P_{Fes} = m \cdot \frac{|E_m|^2}{R_{Fe}} \quad (2.72)$$

Formel (2.72) baserer på antall faser, induisert spenning og magnetisk motstand R_{Fe} . Dette kan også utregnes etter en annen formel:

$$P_{Fe} = k_{Fe} \cdot P \cdot \left[\left(\frac{\hat{B}}{1.5} \right)^2 \cdot m_{tap} \right] \cdot \left(\frac{f}{50} \right)^{1.5} \quad (2.73)$$

Uttrykket ovenfor inneholder frekvens, flukstetthet til materiell del \hat{B} , og massen m . I tillegg skal korreksjonsfaktor k_{Fe} og effekttap av materialet per masse P legges i Formel (2.73).

Mekaniske tap er betegnet som ventilasjon og friksjonstap. Det er diameter D_r , lengde l og skjærehastighet v_r til rotoren som multipliseres med eksperimentalfaktor k_ρ og pol lengde τ_p . Faktoren k_ρ baseres på ventilasjonstap og er forskjellig med henhold til størrelsen og kjølingsmetoden i motoren [32]. Utregningen for mekaniske tap er:

$$P_\rho = k_\rho \cdot D_r \cdot (l + 0.6 \cdot \tau_p) \cdot v_r^2 \quad (2.74)$$

Ytterligere tap i motoren inneholder ikke noe bestemt form av utregning. Verdien på ekstra tap i motoren gjøres på en teststasjon i produksjonsstedet. Det er likevel vanlig å legge ekstra tap som prosentdel $\%_{Add}$ av effekten som motoren trekker fra nettet. Det er typisk å sette faktoren av tap mellom 0.5 – 2.5% [33].

$$P_{Add} = 3 \cdot |I_s| \cdot U_f \cdot \cos \varphi \cdot \%_{Add} \quad (2.75)$$

Balansen i induksjonsmotor kan også forklares mellom den avgitte og tilførte effekten. Luftgapseffekt P_{12} er et resultat av den tilførte effekten fra nettet etter reduksjon av kobbertap og jerntap i stator:

$$P_{12} = P_1 - P_{Cu_s} - P_{Fe_s} \quad (2.76)$$

Neste kompensering i maskinen skjer med henhold til tapene i rotor og referer mot utviklet moment på akslingen. Den mekaniske effekten tar hensyn til resistive tap i stavene:

$$P_2 = P_{12} - P_{Cu_r} \quad (2.77)$$

Etter akslings rotasjon skal ventilasjon og friksjonstap trekkes fra den mekaniske effekten. Avgitt effekt er:

$$P_{avgitt} = P_2 - P_\rho \quad (2.78)$$

De ekstra tapene i motoren kan eventuell legges i Formel (2.78).

3. Metode, antagelser og definering av motor

3.1. Prosjekteringsmåte

Prosjektering av en asynkronmaskin er foretatt i forhold til ønskede spesifikasjoner. Løsningen baseres på riktig valg av materialer, dimensjoner, opplegg og sammenkobling av elementer. Dimensjonsproblemer ble løst og optimalisert underveis for å levere en effektiv maskin. Det ble foretatt grundig analyse av parametere, slik at den teoretiske delen og praktiske delen er løsbare. Design av en asynkronmotor baseres på følgende struktur:

1. *Samling av innledende parametere*
2. *Bestemmelse av hoveddimensjoner*
3. *Valg og modell av viklingssystem*
4. *Verifikasjon og optimaliserings beregninger*
5. *Karakteristikk av maskin*

Den ovennevnte prosessen angir hvilken rekkefølge prosjektering skal ha. Det legges merke i beregningene at en kan ikke gå over fra for eksempel første til fjerde punkt. Det skyldes at normene baseres på enten antagelser eller kalkulasjoner fra sitt forrige punkt. Når en skal verifisere beregninger vil en regne med å gå tilbake til bestemmelsen av hoveddimensjoner eller valg av viklingssystem. Dette er en del av optimaliseringsfasen, slik at endringer eller innføring av nye parametere kompenseres i forhold til de initiale verdier av maskinen.

3.1.1. Samling av innledende parametere

Første delen handler om samling av nødvendige informasjon om maskinen. Disse verdiene er fastsatt i starten av oppgaven og kan ikke endres på forhånd. De viktigste parametere til utsjekking er [34]:

- Definisjon av maskintype
- Effekt
- Omdreiningstall
- Antall av pol

- Frekvens
- Spenningsverdi
- Fasetall
- Effektivitets verdier
- Ytterligere informasjon

3.1.2. Bestemmelse av hoveddimensjoner

Denne delen innebærer beregning av hoveddimensjoner som størrelse til rotoren, kjernen og luftgapet. Utvelgelsen av fysiske mål er fritt, men skal utarbeides i forhold til aktuelle normer og krav. Følgende parametere er definert:

- Tangentiell skjærspenning $\sigma_{F_{tan}}$
- Maskinens fysiske dimensjoner i form av diameter, lengde og volum
- Luftgap
- Kjølningstype

3.1.3. Valg og modell av viklingssystem

Dette er en avgjørende fase av design som baserer på modellering av viklingene i stator og rotor. Av dette går det fram til valg av:

- Antall spor Q_s, Q_r
- Modellering av polene
- Utrekning av viklingsfaktor k_w
- Beregning av luftgapets flukstetthet \hat{B}_δ
- Antall vindinger N og ledere z_q

3.1.4. Verifikasjon og optimaliserings beregninger

Verifikasjon blir foretatt i forhold til spesifikasjonene fra forrige seksjoner. Dette konsentrerer seg blant annet mot ny beregningsverdi for luftgapets flukstetthet. Optimaliserings prosess

skal føre til et gunstig valg og verifisering av spesifikasjoner som er gitt eller utregnet. I tillegg skal ytterligere dimensjoner og mål utarbeides som:

- Valg av sportype i stator og rotor
- Modellering av spor, tenn og åk
- Utregning av magnetiske spenninger
- Kalkulasjon av induktans, fluks og reaktans i kretsen

3.1.5. Karakteristikk av maskin

Dette er et avsluttende kapittel med eventuell presentasjon av motorens tegninger, effekt beregningene og andre utledninger. Parametere av strømmer og dreiemomentenes bilde legges frem også. Til sammenligning kan programmet *Comsol* brukes for å fremvise det magnetiske spektrere.

3.2. Antagelser

3.2.1. Start informasjon om motoren

Asynkron motorens innledende data er visst i tabellen under:

Spesifikasjon	Symbol	Numerisk verdi	Enhet
Merkeeffekt	P_n	240 000	Watt
Spenningsverdi	U_n	600	Volt
Antall fase	m	3	
Omdreiningstall	n_s	430.2	rpm/min
Nettfrekvens	f	21.5	Hz
Effektfaktor	$\cos \varphi$	Min. 0.86	
Virkningsgrad	η	Min. 0.88	
Driftstilstand	S2	60	minutter
IP - grad	IP	54	

Tabell 3.1 Spesifikasjoner ovenfor viser oppgavens mål. Disse verdiene er satt i prosjektbeskrivelsen av skolen til masteroppgaven.

Grunnleggende spesifikasjoner som beregnes fra overnevnte oppgitte verdier er:

Spesifikasjon	Symbol	Numerisk verdi	Enhet
Fasespenning	U_f	346.41	Volt
Antall polpar	p	3	
Stator-vinkelfrekvens	ω_s	135.15	Rad/s

Tabell 3.2 Aktuelle verdier til motoren.

Eksakt beregningsmetode av fasespenning:

$$U_f = \frac{U_n}{\sqrt{3}} = \frac{600}{\sqrt{3}} = 346.41 \text{ V} \quad (3.1)$$

Antall polpar:

$$p = f \cdot \frac{60}{n_{syn}} = 21.5 \cdot \frac{60}{430.2} \approx 3 \quad (3.2)$$

Vinkelfrekvens i stator:

$$\omega_s = \frac{2}{p \cdot 2} \cdot 2\pi \cdot f = \frac{1}{3} \cdot 2\pi \cdot 21.5 = 45.02 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (3.3)$$

3.3. Definerings av tilleggsinformasjon

Når man foretar en prosjektering av en motormaskin, må man velge ukjente verdier fra tabeller eller grafer. Antagelser knyttet til valg av verdiene i oppgaven baserer på grunnlag av designerfaring fra andre aktører. En slik type informasjon er lite tilgjengelig og vanskelig å fås, på grunn av taushetsplikt til bedriftene. Maskinen i oppgaven baserer på grunnlaget og materiellet fra boken *Design of Rotating Electrical Machines* [35] [36] [37]. Kalkulasjonsdel av oppgaven knytter tabellene og grafikk i dette kapitlet. Tabellene med beskrivelse og anbefalte verdier er fremstilt i delkapitler for kapittelet 3.3

3.3.1. Flukstetthet

I starten av design prosess skal flukstetthet sin RMS-verdi velges i åk-kjernen og tenner. Den andre magnetiske delen i maskinen er luftgapet. Standard verdier for en asynkronmotor vises i Tabell 3.3 [38].

\hat{B}	Flukstetthet [T]
<i>Luftgap</i>	0.7 – 0.9
<i>Åk i stator</i>	1.4 – 1.7
<i>Åk i rotor</i>	1 – 1.6
<i>Tenner i stator</i>	1.4 – 2.1
<i>Tenner i rotor</i>	1.5 – 2.2

Tabell 3.3 Anbefalte verdier av flukstetthet i forskjellige deler av magnetisk del i induksjon motor.

3.3.2. Strømtetthet

I neste tabell vises RMS-verdi for strømmen per tverrsnitts areal til viklingene. Maskinen i oppgaven har en effekt på 240 kW, og defineres som medium-stor maskin. Valgalternativet her kan være gjennomsnittlig verdi av strømtetthet. Store maskiner trenger totalt sett mindre strømtetthet, siden et større tverrsnitts areal tilfredsstiller nok mengde av strøm i overflatesområde. I tillegg er maksimum strømtetthet i rotorens viklinger avhengig av materiellets type [38].

J	Strømtetthet [A/mm ²]
<i>Viklinger i stator</i>	3 - 8
<i>Kobber viklinger i rotor</i>	3 - 8
<i>Aluminium viklinger i rotor</i>	3 – 6.5

Tabell 3.4 Anbefalte verdier av strømtetthet i henhold til motorens del og materiell.

3.3.3. Lineær strømbelastning

Den lineære strømmen representerer total RMS-verdi av strømmen i spor per spor-deling. Dette representerer overflatestrømmen J induisert i lederen av en vekslende feltstyrke utenfor overflaten. Plasseringen til viklingene i maskinen er nær luftgapet og har sentral rolle i

produksjon av tangentiell skjærspenning. Den lineære strømtettheten i stator kan beregnes med hensyn på strømmen og geometrien til spor:

$$A = \frac{2 \cdot I_s \cdot N_s \cdot m}{\pi \cdot D_s} \quad (3.4)$$

En stor motor bør ha større mengde av lineær strømtetthet, slik at selve maskinen kan produsere nok tangentiell skjærspenning og dreiemoment. Dette har også en positiv innflytelse til reduisering av diameteren til statoren. Dette er likevel en fri parameter som kan komprimeres med henhold til statorens strøm I_s , antall spoleviklinger N_s og diameter D_s [39].

\hat{A}	Lineær strømtetthet [A/m]
<i>Minimum</i>	30 000
<i>Gjennomsnittlig</i>	47 500
<i>Maksimum</i>	65 000

Tabell 3.5 Grense mellom minimal og maksimum verdi av lineær strømtetthet som anbefales til en induksjon motor.

3.3.4. Tangentiell kraft

En av de største avgjørende faktorer i prosjektering er tangentiell kraft i luftgapet. Denne verdien avhenger av lineær strømtetthet og flukstetthet. Skjærspenningen virker på rotoren og resulterer i produksjon av dreiemomentet. Denne verdien gir oss et fundamentalt grunnlag for både geometri av maskinen og videre utregning. Formel for en gjennomsnittlig tangentiell skjærspenning er:

$$\sigma_{F_{tan}} = \frac{\hat{A} \cdot \hat{B}_\delta \cdot \cos \varphi}{2} \quad (3.5)$$

Tabell 3.6 viser anbefalt grenseområde med parameterne som referer til en asynkronmotor med $\cos \varphi = 0.8$. Det skal tas hensyn til transformering - kompensasjon i forhold til andre verdier av cosinus [40].

$\sigma_{F_{tan}}$	Skjærspenning [Pa]
<i>Minimum</i>	12 000
<i>Gjennomsnittlig</i>	21 500
<i>Maksimum</i>	33 000

Tabell 3.6 Grense mellom minimal og maksimum verdi av skjærspenning som anbefales til en induksjon motor.

Den tangentielle kraften er produktet mellom overflate størrelsen av rotor S_r og tangentiell skjærspenning:

$$F_{tan} = S_r \cdot \sigma_{F_{tan}} \quad (3.6)$$

Det er lineærstrømtetthet, rotor sin størrelse og flukstetthet som er avgjørende faktor for maskinens kraftmoment. Nominelt dreiemoment som produseres av rotorens tilførte krefter blir:

$$T_n = F_{tan} \cdot r_r \quad (3.7)$$

3.3.5. Viklingssystem

Når man skal prosjektere viklingssystem er det ønsket en god viklingsfaktor og harmonikkfritt system. En motor med flere spor produserer mer sinusformet strømbølger, men fører til økning av spoler og pris. Det å ha en motor med færre spor resulterer i en lengre luftgap, høyere magnetiseringsstrøm og lavere effektfaktor. En formel for spordeling mellom tenner kan uttrykkes med utgangspunkt fra Tabell 3.7.

τ_u	Spordeling [mm]
<i>Minimum</i>	7
<i>Gjennomsnittlig</i>	26
<i>Maksimum</i>	45

Tabell 3.7 Grense mellom minimal og maksimum verdi av spordeling som anbefales til en induksjon motor.

Spordelings kalkulasjon baserer på Formel (2.40) og kan innføres videre i kalkulasjon av antall spor:

$$Q = \frac{\pi \cdot D}{\tau_u}$$

Estimering av antall spor kan også kalkuleres etter Formel (2.44)

$$Q = 2 \cdot p \cdot m \cdot q$$

Gjennom Formel (2.44) kan man regne ut antall av spor per pol og fase q . Modellering av viklingssystem baserer også på pol og sonefordeling etter Formel (2.42) (2.43). Hvis man skal ha en symmetrisk flyt av roterende magnetisk felt skal antallet av spoler per fasevikling være heltall [41]. Dette kan sjekkes ved hjelp av Formel (3.8) (3.9):

$$\frac{Q}{2 \cdot m} = p \cdot q \quad (3.8)$$

Formel (3.8) skal oppfylle kriteriet om heltall, dersom viklinger er ført som enkelt lag. Ved bruk av dobbelt lags viklinger i maskinen innføres følgende sjekk-beregning:

$$\frac{Q}{m} = 2 \cdot p \cdot q \quad (3.9)$$

Et annet krav refererer mot forholdet av fasevinkel α_{phase} og fasevektor α_z , hvor svaret skal være et integrert multiplum. Dette kriteriet oppfylles normalt i et standard viklingssystem, som vil si uten fraksjonsskritt. Faktor t er en felles divisor, men kan ikke være større enn polpar tallet p .

$$\frac{\alpha_{phase}}{\alpha_z} = \frac{2\pi \cdot Q}{m \cdot 2 \cdot \pi \cdot t} = \frac{Q}{m \cdot t} \quad (3.10)$$

I en roterende maskin uten vibrasjoner eller andre forstyrrelser må forholdet mellom stator og rotor sine spor også analyseres. En generell formel for antall spor i en rotor med skjeve viklinger er:

$$Q_r = 6 \cdot q_s \cdot p + 4 \cdot p = Q_s + 4 \cdot p \quad (3.11)$$

Anbefalt verdi av antall spor i en maskin med trippel polpar er visst i Tabell 3.8. I vinduet for Q_r er rekkefølgen viktig som betyr at første verdi skal prioriteres i køen [42].

Antall polpar	Q_s	Q_r
3	36	42, 48, 54, 30
	54	72, 88, 48
	72	96, 90, 84, 54

Tabell 3.8 Verdiene for antall spor i rotoren med henhold til pol par = 3 og spor i stator.

3.3.6. Kjøle system

Ved å utstyre maskinen med et kjølesystem kan driften og levetiden forbedres. En motor med effektiv kjøling kan redusere størrelse, vekt og kostnaden sin. De mest optimale metodene defineres i IEC 60034-6 standard med en IC-kode [43]. Tabell 3.9 viser bokstav og sifferkombinasjon i forhold til type arrangement i en maskin. Med motoren beskrevet i oppgavespesifikasjonene velges en IC-kode: 4A1A1. Dette kan også defineres som IC 411. Etter NEMA (National Electrical Manufacturers Association) akronymer kalles metoden som TEFC (Totally Enclosed Fan Cooled). Dette er altså et lukket kjølesystem som avkjøles med en ekstern vifte på motorakselen. Vifte sin hastighet er proporsjonal med rotorens turtall.

IC-kode:	4,0	A	0,1	A,W	0,1,6,8
Definisjon:	<i>Kildetype</i>	<i>Primært kjølemiddel</i>	<i>Bevegelsesmetode av primært kjølemiddel</i>	<i>Sekundært kjølemiddel</i>	<i>Bevegelsesmetode av sekundært kjølemiddel</i>
	0 = fri sirkulasjon av luft	Luft	0 = fri konveksjon	A = luft	0 = fri konveksjon
	4 =kjøleramme på fremsiden		1 = selv sirkulasjon	W = vann	1 = selv sirkulasjon
					6 = ekstern maskin
					8 = forskyvning

Tabell 3.9 Definerings av kjølesystemet.

3.3.7. Driftstilstand

Motorspesifikasjon i starten setter driftstilstanden til $S2 - 60$. Dette er definert som korttidstjeneste opp til 60 minutter. Det er operasjon med konstant last for en gitt tid, men mindre enn det som trengs for å oppnå termisk likevekt. Denne perioden er etterfulgt av strømløs hvile med nok varighet til å gjenopprette termisk likevekt mellom maskinens og kjølingstemperatur [44].

3.3.8. Fysikk data

Motoren bygges med en kjerne laget av et hardt jern. Viklingene i stator er laget av kobber, mens stavene og ringen i rotoren er aluminium.

Spesifikasjon	Symbol	Verdi	Enhet
Tetthet av kobber	ρ_{Cu}	8 960	Kg/m ³
Tetthet av aluminium	ρ_{Al}	2 700	Kg/m ³
Tetthet av jern	ρ_{Fe}	7 600	Kg/m ³
Termisk konduktivitet av aluminium ved 20°C	σ_{Al20}	37 000 000	S/m
Termisk konduktivitet av kobber ved 20°C	σ_{Cu20}	57 000 000	S/m

Tabell 3.10 Materiellets detaljer.

3.3.9. Magnetiske egenskaper

Tabellen under viser toppverdi av magnetiske feltstyrker \hat{H} med henhold til flukstetthet \hat{B} :

Magnetiske feltstyrker \hat{H} med henhold til flukstetthet \hat{B}																		
50Hz/M250-50A																		
[T]	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8
$\frac{A}{m}$	30.6	40.7	47.9	54.5	61.3	69	77.8	88.6	102	120	145	186	278	584	1.6k	3.68k	6.89k	11.6k

Tabell 3.11 Magnetiske verdier for $B=f(H)$.

Datablad av elektrisk stål i maskinen refererer til EN10106 (europeisk standard). Asynkronmaskinen i denne rapporten anvender seg til datablad for M250-50A, som produseres i Sverige av Surahammars Bruk AB [45]. På grunn av manglende tilgjengelig data for lavere frekvens, er det mest naturlig å velge database til $f = 50$ Hz. De viktigste magnetiske spesifikasjoner og annet finnes i Figur 3.1. Blikket fra dette databladet er satt til 0,50 mm tykt.

Typical data for SURA® M250-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,06	30,6	0,04	0,10	0,28	1,38	5,71
0,2	0,07	0,17	40,7	0,16	0,42	1,15	4,91	19,8
0,3	0,13	0,31	47,9	0,34	0,88	2,41	10,0	41,4
0,4	0,22	0,46	54,5	0,57	1,47	4,03	16,8	71,8
0,5	0,31	0,65	61,3	0,83	2,17	6,03	25,6	113
0,6	0,43	0,86	69,0	1,13	3,00	8,47	36,6	169
0,7	0,55	1,12	77,8	1,47	3,95	11,3	50,3	243
0,8	0,70	1,41	88,6	1,85	5,05	14,7	67,2	338
0,9	0,86	1,77	102	2,28	6,30	18,7	87,8	461
1,0	1,02	2,21	120	2,75	7,73	23,4	113	617
1,1	1,21	2,79	145	3,28	9,36	28,8	143	
1,2	1,42	3,63	186	3,89	11,2	35,2		
1,3	1,67	5,16	278	4,61	13,4	42,4		
1,4	2,02	9,69	584	5,51	15,9	50,9		
1,5	2,38	26,7	1600	6,51	18,9	60,7		
1,6	2,71	68,6	3680					
1,7	2,96	143	6890					
1,8	3,18	263	11600					

Loss at 1.5 T , 50 Hz, W/kg	2,38
Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	1,02
Anisotropy of loss, %	10

Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,55
H = 5000 A/m, T	1,64
H = 10000 A/m, T	1,77

Coercivity (DC), A/m	30
Relative permeability at 1.5 T	740
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	59
Yield strength, N/mm ²	475
Tensile strength, N/mm ²	590
Young's modulus, RD, N/mm ²	175 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	190 000
Hardness HV5 (VHN)	220



Figur 3.1 Datablad til magnetisk stål M250-50A.

4. Prosjekterings beregninger for maskinen

4.1. Grunnleggende verdier

For å få realistisk dimensjonerings løsning skal verdiene i denne delen anslås, slik at differansen i forhold til de reelle tallene bør være liten. I startfasen inneholder effektfaktor, virkningsgrad, indukert spenning og stators strøm fiktive verdier. Valg av disse verdiene gir fundamental oppstart for å beregne resten av motorens parametere. På slutten av prosjekteringsdelen er motoren karakterisert med de reelle verdiene, hvor differanseforholdet skal analyseres. Strøm i stator og tangentiell kraft baseres på effektfaktor som settes til:

$$\cos \varphi = 0.92$$

Virkningsgrad:

$$\eta = 0.95$$

Indusert spenning i luftgapet er summen av multiplikasjon mellom fasespenning U_f og reduserende faktor som bør være ≈ 0.96 :

$$E_m = U_{f_{ase}} \cdot 0.94 = 346.41 \cdot 0.94 = 325.62 \text{ V}$$

Strøm i statorviklingene:

$$I_s = \frac{P}{m \cdot U_f \cdot \cos \varphi_n \cdot \eta} = \frac{240\,000}{3 \cdot 346.41 \cdot 0.92 \cdot 0.95} = 264.23 \angle -23.07^\circ \text{ A} \quad (4.1)$$

Tilsynelatende effekt:

$$S = m \cdot E_m \cdot I_s = 3 \cdot 325.62 \cdot 264.23 = 258\,116 \text{ VA} \quad (4.2)$$

4.1.1. Dreiefelt og frekvensforhold

Dreiemoment i en induksjon motor er produsert mellom interaksjon av dreiefeltet i luftgapet og rotorstrømmene. Rotoren må skli med mindre vinkelhastighet enn stator sin dreiefelt for å indusere spenning i sin burvikling. Forskjellen mellom dreiefelt i stator og rotor kan kalles som relativ omdreinings vinkelfrekvens ω_{sl} . Sakking er en fri verdi som skal tilfredsstillе oppgitt drift tilstand i motoren, og settes til:

$$s = 0.0235 \approx 2.35 \%$$

Sakketurtall er differansen mellom rotorens og den synkrone dreiefeltets turtall, og beregnes som:

$$n_{slip} = s \cdot n_s = 0.0235 \cdot 430.2 = 9.98 \text{ rpm}$$

Rotorens turtall:

$$n_r = n_s - n_{slip} = 430.2 - 9.98 = 420.22 \text{ rpm}$$

Relativ vinkelhastighet med henhold til forskjellen av roterende stator og rotor sin dreiefelt blir:

$$\omega_{sl} = s \cdot \omega_s = 0.0235 \cdot 45.02 = 1.058 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Slip frekvens f_{sl} er proporsjonal med sakking:

$$f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} \cdot f = \frac{1.058}{45.02} \cdot 21.5 = 0.505 \text{ Hz}$$

Nominelt dreiemoment:

$$T_n = \frac{P}{2\pi \cdot \frac{n_r}{60}} = \frac{240\,000}{2\pi \cdot \frac{420.22}{60}} = 5\,458 \text{ Nm} \quad (4.3)$$

4.1.2. Tangentiell kraft og lineær strømtetthet

Det ble foretatt flere kalkulasjonsprøver i designprosess med forskjellig verdsettelse av skjærspenning. Verdien som er valgt egner seg best med tanke på maskinens drift karakteristikk. Uttrykket for skjærkraften innebærer lineær strøm og flukstetthet. Hovedpoenget i valg av skjærspenning er å holde lineær strømtetthet i forhold til sin anbefaling fra kapittel 3.3.3. Det er ønskelig med en høyere verdi av både tangentiell kraft og lineær strømtetthet. En større verdi av $\sigma_{F_{tan}}$ resulterer også i mindre vekt av rotor. Den opprinnelige verdien til $\sigma = 19\,130$ [Pa] er en gjennomsnittlig verdi fra Tabell 3.6 som videre kompenseres med cosinus differanse:

$$\sigma_{F_{tan}} = \sigma \cdot \frac{\cos \varphi}{0.8} = 19\,130 \cdot \frac{0.92}{0.8} = 22\,000 \text{ Pa}$$

Flukstetthet til luftgapet settes i forhold til de anbefalte verdier fra Tabell 3.3:

$$\hat{B}_\delta = 0.83 \text{ T}$$

Lineær strømtetthet kan estimeres fra Tabell 3.5, eller med hensyn på \hat{B}_δ , $\cos \varphi$ og $\sigma_{F_{tan}}$:

$$\hat{A} = \frac{\sigma_{F_{tan}}}{\frac{\hat{B}_\delta \cdot \cos \varphi}{2}} = \frac{22\,000}{0.83 \cdot \frac{0.92}{2}} = 57\,622 \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

RMS verdi av \hat{A} :

$$A_{RMS} = \frac{\hat{A}}{\sqrt{2}} = \frac{57\,622}{\sqrt{2}} = 40\,745 \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

4.2. Hoveddimensjoner

Kalkulasjon av rotorens volum V_r baseres på parametere T_n og $\sigma_{F_{tan}}$ fra Formel (3.6) (3.7). Tangentiell skjærspenning og volumet er fritt parametere og kan justeres mot en passende verdi.

$$V_r = \frac{T_n}{\sigma_{Ftan} \cdot 2} = \frac{5\,458}{22\,000 \cdot 2} = 0.12404 \text{ m}^3 \quad (4.4)$$

I neste trinn skal forholdet mellom ekvivalent kjernelengde til motoren l' og luftgapets diameter D settes opp etter følgende formel:

$$\chi = \frac{l'}{D} \approx \frac{\pi \cdot \sqrt[3]{p}}{2 \cdot p} \approx 0.7551 \quad (4.5)$$

Denne beregningsmetoden fører til komplikasjoner i verifikasjonsdel og må ses bort fra den. Det aktuelle forholdet i motoren settes til:

$$\chi = 0.98$$

Kjennskapet til forholds faktor χ gir et grunnlag for valg av diameteren D og ekvivalent kjernelengde l' . Diameteren til rotoren kan løses ved hjelp av ligningene til V_r og χ .

$$D_r = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot V_r}{\pi \cdot \chi}} = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot 0.12404}{\pi \cdot 0.98}} = 0.5441 \text{ m} \quad (4.6)$$

Motorens kjernelengde l brukes ikke i Formel (4.5) fordi feltdiagram med determinasjon av maskinens ende og fluksfelt på kanten må tas opp i betraktning. Ventilasjonkanaler ved maskinens ende er en annen muligens del som trekkes frem i kalkulasjon. Rotoren roterer med flukstetthetsens direksjon, men feltlinjens styrke faller i henhold til endepunkt av kjernen. Innen dette området er det likevel en liten del som kalkuleres sammen med resten av flukssummen. Det å forlenge den ekte kjernelengden l med dobbel luftgapets dimensjon kan kalkuleres som:

$$l' \approx l + 2 \cdot \delta \quad (4.7)$$

Videre i grunnlaget for korreksjon av kjerne l' skal alle ventilasjonkanaler n_v trekkes fra maskinens kjerne-lengde l . I tillegg er det viktig å sette opp Carters faktor av bredden til kanalene for både rotor og stator. Denne maskinen dimensjoneres uten ventilasjonkanaler og

kan se bort fra denne teorien [46]. Ved å bruke Formel (4.5) kan den ekvivalente lengden av kjernen settes som:

$$l' = D_r \cdot \chi = 0.5441 \cdot 0.98 = 0.5332 \text{ m}$$

Lengde til luftgapet blir:

$$\delta = 1.6 \cdot \frac{0.18 + 0.006 \cdot P^{0.4}}{1\ 000} \quad (4.8)$$

$$\delta = \frac{1.6 \cdot 0.18 + 0.006 \cdot 240\ 000^{0.4}}{1\ 000} = 1.6505 \text{ mm}$$

Kjernelengde i motoren uten kjølekanaler:

$$l = l' - n_v \cdot b_v + 2 \cdot \delta = 0.5332 + 2 \cdot 1.6505 \cdot 10^{-3} = 0.53 \text{ m} \quad (4.9)$$

Området til rotoren som produserer maskinens dreiemoment er:

$$S_r = \pi \cdot D_r \cdot l = \pi \cdot 0.5441 \cdot 0.53 = 0.9059 \text{ m}^2 \quad (4.10)$$

Radius til rotoren:

$$r_r = \frac{D_r}{2} = \frac{0.5441}{2} = 0.27205 \text{ m} \quad (4.11)$$

Indre diameter av stator:

$$D_s = D_r + 2 \cdot \delta = 0.5441 + 2 \cdot 1.6505 \cdot 10^{-3} = 0.5474 \text{ m} \quad (4.12)$$

Tangentiell kraft etter Formel (3.6) blir:

$$F_{tan} = \sigma_{F_{tan}} \cdot S_r = 22\ 000 \cdot 0.9059 = 19\ 930 \text{ N} \quad (4.13)$$

Maskin konstant til funksjon av effekt per hastighet og geometri er:

$$C_{mec} = \frac{P}{n_{syn} \cdot D^2 \cdot l'} = \frac{240\,000}{\frac{430}{60} \cdot 0.5441^2 \cdot 0.5332} = 212\,151 \frac{s}{m^3} \quad (4.14)$$

Effekt per pol:

$$P_{pol} = \frac{P}{2 \cdot p} = \frac{240\,000}{2 \cdot 3} = 40\,000 \text{ W} \quad (4.15)$$

4.3. Modellering av viklingene

4.3.1. Viklingssystem i stator

Antall spor per pol og fase:

$$q = 4$$

Antall spor i stator:

$$Q_s = q \cdot p \cdot m \cdot 2 = 4 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 2 = 72$$

Føringen av viklingene i stator baserer på dobbelt lags system og oppfyller kriteriet etter Formel (3.9). Beregningssjekk viser at kravet om heltall og like verdier er tilfredsstillt:

$$\frac{Q}{m} = \frac{72}{3} = 24$$

$$2 \cdot p \cdot q = 2 \cdot 3 \cdot 4 = 24$$

Viklingssystem betingelse om integrert multiplum er oppfylt etter Formel (3.10):

$$\frac{Q}{m \cdot t} = \frac{72}{3 \cdot 3} = 9$$

Spordeling i stator:

$$\tau_{us} = \frac{\pi \cdot D_s}{Q_s} = \frac{\pi \cdot 0.5474}{72} = 0.0238 \text{ m}$$

Poldeling:

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_s}{2 \cdot p} = \frac{\pi \cdot 0.5474}{2 \cdot 3} = 0.2866 \text{ m}$$

Enkelt poldeling i stator:

$$\tau_v = \frac{\tau_p}{m} = \frac{0.2866}{3} = 0.0955 \text{ m}$$

Vinkel mellom spor i stator:

$$\alpha_{us} = \frac{2\pi \cdot p}{Q_s} = \frac{2\pi \cdot 3}{72} = 0.261 \text{ rad} = 15^\circ$$

Viklingene i stator skal bygges med forkortingskritt, derfor skal faktoren settes til:

$$W_{\tau p} = 0.833$$

Forkortingskrittetsfaktor:

$$k_{p_1} = \sin\left(v \cdot \frac{W_{\tau p}}{1} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{0.833}{1} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0.9657$$

Distribusjonsfaktor:

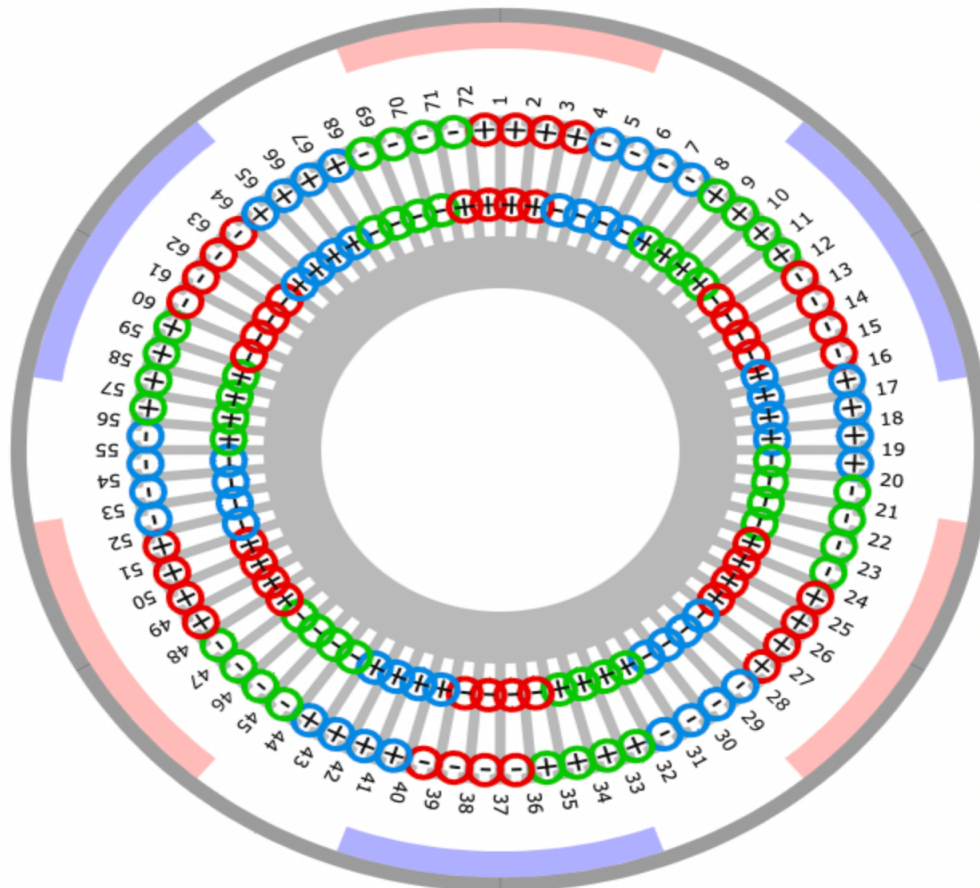
$$k_{d_1} = \frac{2 \cdot \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{\frac{Q_s}{m \cdot p} \cdot \sin\left(\frac{v \cdot \pi \cdot p}{Q_s}\right)} = \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{\frac{72}{3 \cdot 3} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot 3}{72}\right)}$$

$$k_{d_1} = 0.9576$$

Viklingsfaktor er beregnet med harmonikk $\nu = 1$:

$$k_{w_1} = k_{p_1} \cdot k_{d_1} = 0.9248$$

Figuren under viser en prinsipiell måte å fordele sonene og plasseringen til magnetpolene [47]:



Figur 4.1 Fordeling av viklingene i dobbel lags system med polene rundt seg.

For å regne ut magnetiserende fluks $\hat{\Phi}_m$ skal opprinnelig verdi av metningsfaktor α_i av gjennomsnittlig flukstetthet settes fritt. I praksis vil metningsverdi være under $\alpha < 0.85$ og grenseområdet ligger normalt på $\alpha \approx 0.7$. Verifikasjon av faktoren gjøres i kapittel 4.6.6 med henhold til følgende verdi:

$$\alpha_i = 0.691$$

Amplitudeverdi av fluks i luftgapet blir:

$$\hat{\Phi}_m = \hat{B}_\delta \cdot l' \cdot \tau_p \cdot \alpha_i = 0.83 \cdot 0.5332 \cdot 0.2866 \cdot 0.691 = 0.0876 \text{ Wb}$$

Antall spolevindinger i en fasevikling:

$$N_s = \frac{E_m \cdot \sqrt{2}}{\omega \cdot k_{w1} \cdot \hat{\Phi}_m} = \frac{325.62 \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot 21.5 \cdot 0.9248 \cdot 0.0876} = 42.05 \quad (4.16)$$

Antall parallelle grener:

$$a = 4$$

Antall ledere i en spor:

$$z_{Q_s} = 2 \cdot a \cdot m \cdot \frac{N_s}{Q_s} = 2 \cdot 4 \cdot 3 \cdot \frac{42.05}{72} = 14.01 \quad (4.17)$$

Det er bestemt for å bruke dobbelt spolespenn i hver spor. For en to lags del med viklinger skal tallet avrundes til et heltall som $z_{Q_s} = 14$. Antall spolevindinger i en fasevikling etter korreksjon av z_{Q_s} :

$$N_{sny} = \frac{Q_s \cdot z_{Q_s}}{2 \cdot a \cdot m} = \frac{72 \cdot 14}{2 \cdot 4 \cdot 3} = 42$$

Det nye korrigerede verdi for flukstetthet i luftgapet blir:

$$\hat{B}_{\delta ny} = \frac{E_m \cdot \sqrt{2}}{N_{sny} \cdot k_{w1} \cdot \omega \cdot \tau_p \cdot l' \cdot \alpha_i} = 0.829 \text{ T}$$

Total lengde av spoleledning:

$$l_c = N_{sny} \cdot \bar{l}_{coil} = 42 \cdot 1.733 = 72.784 \text{ m} \quad (4.18)$$

Gjennomsnittlig lengde av spolevikling:

$$\bar{l}_{coil} = 2 \cdot l + 2.4 \cdot W_{\tau p} \cdot \tau_p + 0.1 \quad (4.19)$$

$$\bar{l}_{coil} = 2 \cdot 0.53 + 2.4 \cdot 0.833 \cdot 0.2866 + 0.1 = 1.733 \text{ m}$$

Strømkobling av trefaset roterende felt i stator er:

$$\hat{\Theta}_s = \frac{m}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{k_w \cdot N_s}{p \cdot 2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_s \quad (4.20)$$

$$\hat{\Theta}_s = \frac{3}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{0.9248 \cdot 42}{3 \cdot 2} \cdot \sqrt{2} \cdot 264.23 = 4\,620 \text{ A}$$

4.3.2 Endevikling

Gjennomsnittlig diameter av endevikling er basert med henhold til stator sin diameter og høyde til en spor i stator:

$$\bar{D}_{ev} = D_s + h_{total_s} = 0.5474 + 0.0322 = 0.579 \text{ m} \quad (4.21)$$

Omkrets av \bar{D}_{ev} :

$$O_{ev} = \pi \cdot \bar{D}_{ev} = \pi \cdot 0.579 = 1.82 \text{ m} \quad (4.22)$$

Poldeling av \bar{D}_{ev} :

$$\tau'_p = \frac{O_{ev}}{2 \cdot p} = \frac{1.82}{2 \cdot 3} = 0.303 \text{ m}$$

Spordeling av \bar{D}_{ev} :

$$\tau'_u = \frac{O_{ev}}{Q_s} = \frac{1.82}{72} = 0.025 \text{ m}$$

Bredde av lengre endevikling:

$$W_{ev_1} = \tau'_p - \tau'_u = 0.303 - 0.025 = 0.278 \text{ m} \quad (4.23)$$

Bredde av kortere endevikling:

$$W_{ev_2} = \tau_p - \tau_{us} = 0.2866 - 0.0238 = 0.2628 \text{ m} \quad (4.24)$$

Gjennomsnittlig bredde av endevikling:

$$\bar{W}_{ev} = \frac{W_{ev_1} + W_{ev_2}}{2} = \frac{0.278 + 0.2628}{2} = 0.2704 \text{ m} \quad (4.25)$$

Lengde av endevikling:

$$l_{ev} = \frac{\bar{l}_{coil}}{2} - l = \frac{1.733}{2} - 0.53 = 0.3365 \text{ m} \quad (4.26)$$

Aksial lengde av endevikling som måles langs stabelen:

$$l_{aksial_{ev}} = 0.5 \cdot (l_{ev} - \bar{W}_{ev}) = 0.03305 \text{ m} \quad (4.27)$$

4.3.3. Viklingssystem i rotor

Antall spor i rotoren velges etter anbefalte verdiene fra Tabell 3.8. Valget baserer på analysen av startfasen til dreiemoment, hvor mindre antall av spor gir best resultat.

$$Q_r = 54$$

Spordeling i rotor:

$$\tau_{ur} = \frac{\pi \cdot D_r}{Q_r} = \frac{\pi \cdot 0.5441}{54} = 0.0316 \text{ m}$$

Vinkel mellom stavene i rotor:

$$\alpha_{u_r} = \frac{2\pi \cdot p}{Q_r} = \frac{2\pi \cdot 3}{54} = 0.349 \text{ rad} = 20^\circ$$

4.4. Dimensjonering av sporene og åk

4.4.1. Spor i stator

Ved starten av design prosess til sporene er det noen egenskaper som må bestemmes på forhånd. Med dette menes at tilsynelatende flukstetthet i stator-tenn \hat{B}_{tenn_s} og strømtetthet J_{tenn_s} er hentet fra Tabell 3.3/3.4.

Flukstetthet i stator-tenn:

$$\hat{B}_{tenn_s} = 1.8 \text{ T}$$

Strømtetthet i stator:

$$J_{tenn_s} = 5\,500\,000 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$$

Tannbredde:

$$b_{ds} = \frac{\hat{B}_{\delta_{ny}}}{\hat{B}'_{tenn_s}} \cdot \frac{l' \cdot \tau_{us}}{k_{Fe_s} \cdot l} = \frac{0.836}{1.8} \cdot \frac{0.5332 \cdot 0.0238}{0.95 \cdot 0.53} = 0.0117 \text{ m} \quad (4.28)$$

Romfaktor av jernkjerne k_{Fe} har en typisk verdi mellom 0.9 – 0.97. Det er isolasjonens tjukkelse som er hovedgrunnen til tap.

$$k_{Fe_s} = 0.95$$

Tverrsnittets areal til en ledning i spor:

$$S_{cs} = \frac{I_s}{J_s \cdot a} = \frac{264.23}{5\,500\,000 \cdot 4} \cdot 10^6 = 12.01 \text{ mm}^2 \approx 12 \text{ mm}^2 \quad (4.29)$$

Tverrsnittets areal til en enkel ledningsgren:

$$S_{ca} = \frac{S_{cs}}{a} = \frac{12}{4} = 3 \text{ mm}^2$$

Kobbertråd av enkel ledningsgren kan halveres fritt til:

$$S_{ck} = \frac{S_{ca}}{2} = 1.5 \text{ mm}^2$$

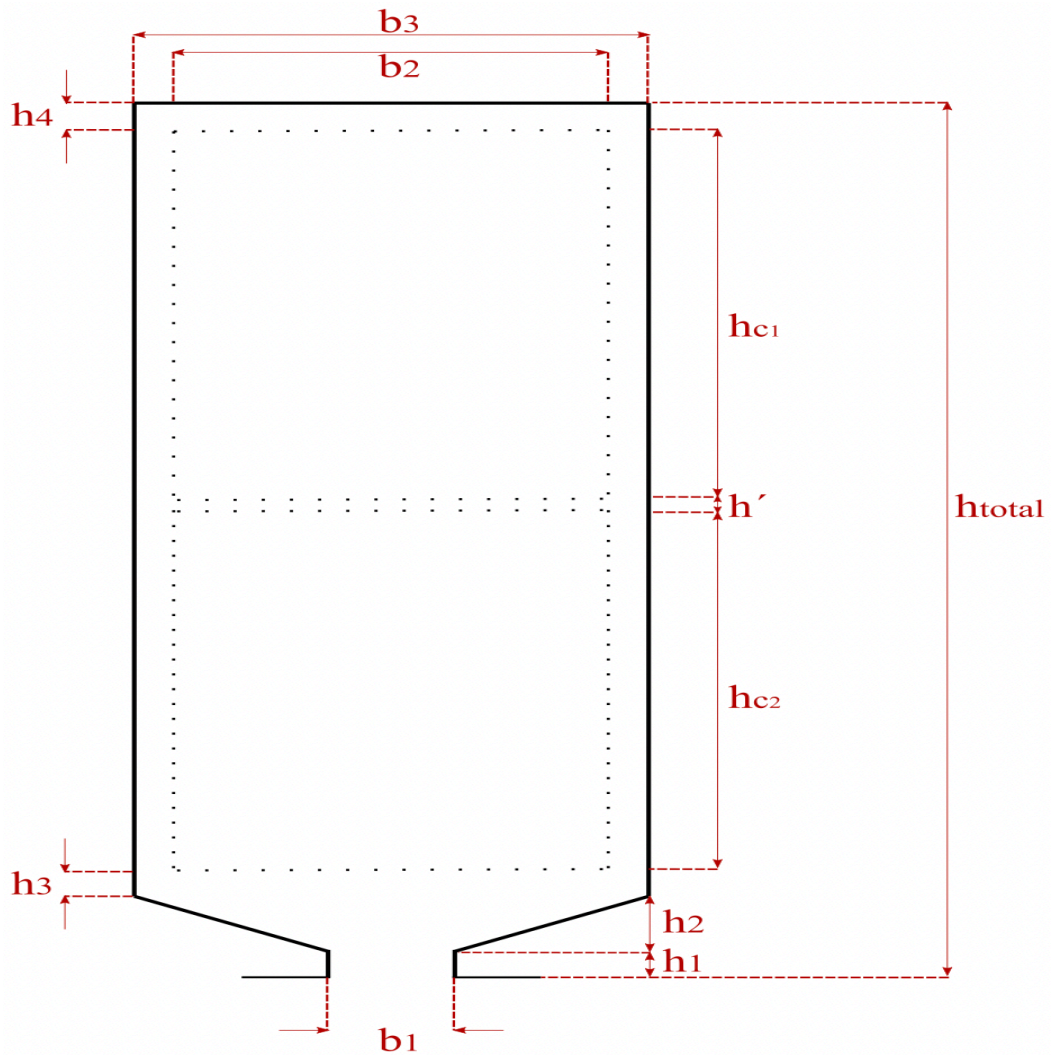
Areal til spor med ledningene $z_{Q_s} = 14$:

$$S_{cus} = \frac{z_{Q_s} \cdot S_{cs}}{k_{Cu_s}} = \frac{14 \cdot 12.01}{0.6} = 280.243 \text{ mm}^2 \quad (4.30)$$

Formel (4.30) benytter romfaktor av spor k_{Cu} som avhenger av spenningsverdi, viklingstype og materiell. Dette indikerer mot område med tomhet i henhold til rund eller rektangulær viklingstråd. Slike ting bestemmes på produksjonsavdeling. Lavere verdi resulterer i større spor, noe som er vanlig i en større maskin [48]. Verdien til romfaktor i stator settes fritt til:

$$k_{Cu_s} = 0.6$$

Tegningen i Figur 4.2 viser en skisse av sporens dimensjoner og initialer som brukes i rapporten. Det er en firkantet spor for å gjøre produksjonen av slik type lettere. Innvendige prikkene i sporen definerer området til ledningene og en dobbelt lags viklingsystem.



Figur 4.2 Skisse av en spor i stator med initialene på høyde og bredde.

Dimensjonene til en spor baserer på struktur fra Figur 4.2, hvor høydene er:

$$h_{1_s} = 0.001 \text{ m}$$

$$h_{2_s} = 0.002 \text{ m}$$

$$h_{3_s} = 0.001 \text{ m}$$

$$h_{4_s} = 0.001 \text{ m}$$

$$h_{c_1} = 0.01335 \text{ m}$$

$$h_{c_2} = 0.01335 \text{ m}$$

$$h_{c_s} = h_{c_1} + h_{c_2} = 0.0267 \text{ m}$$

$$h'_s = 0.0005 \text{ m}$$

$$h_{total_s} = h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + h_c + h' = 0.0322 \text{ m}$$

Breddene til en spor må løses ved hensyn på b_{ds} og omkretsen til nedre del av spor:

$$C_{b_{2s}} = \pi \cdot (D_s + 2 \cdot (h_{1s} + h_{2s})) \quad (4.31)$$

$$C_{b_{2s}} = \pi \cdot (0.5474 + 2 \cdot (0.001 + 0.002)) = 1.738$$

Breddeåpning b_1 settes fritt:

$$b_{1s} = 0.003 \text{ m}$$

Total bredde av spor i stator blir:

$$b_{3s} = (C_{b_{2s}} - Q_s \cdot b_{ds}) \cdot \frac{1}{Q_s} = (1.738 - 72 \cdot 0.0117) \cdot \frac{1}{72} = 0.01244 \text{ m}$$

Bredde av området til spor som fylles med viklingene er korrigert med kantverdi:

$$b_{kant} = 0.001 \text{ m}$$

Bredde til området av viklingene i spor:

$$b_{2s} = b_{3s} - 2 \cdot b_{kant} = 0.01244 - 2 \cdot 0.001 = 0.01044 \text{ m}$$

Det er nødvendig for å sjekke beregningsverdi $S_{cus} = 280.243 \text{ mm}^2$ med dimensjonene ovenfor. Arealet kalkuleres ved hjelp av multiplikasjon av bredden med høyden til ledningene i sporet. Romfaktor k_{cus} inneholder kompensering av verdi til h' , og tas med i betraktning:

$$S_{cus} = b_2 \cdot (h_c + h')$$

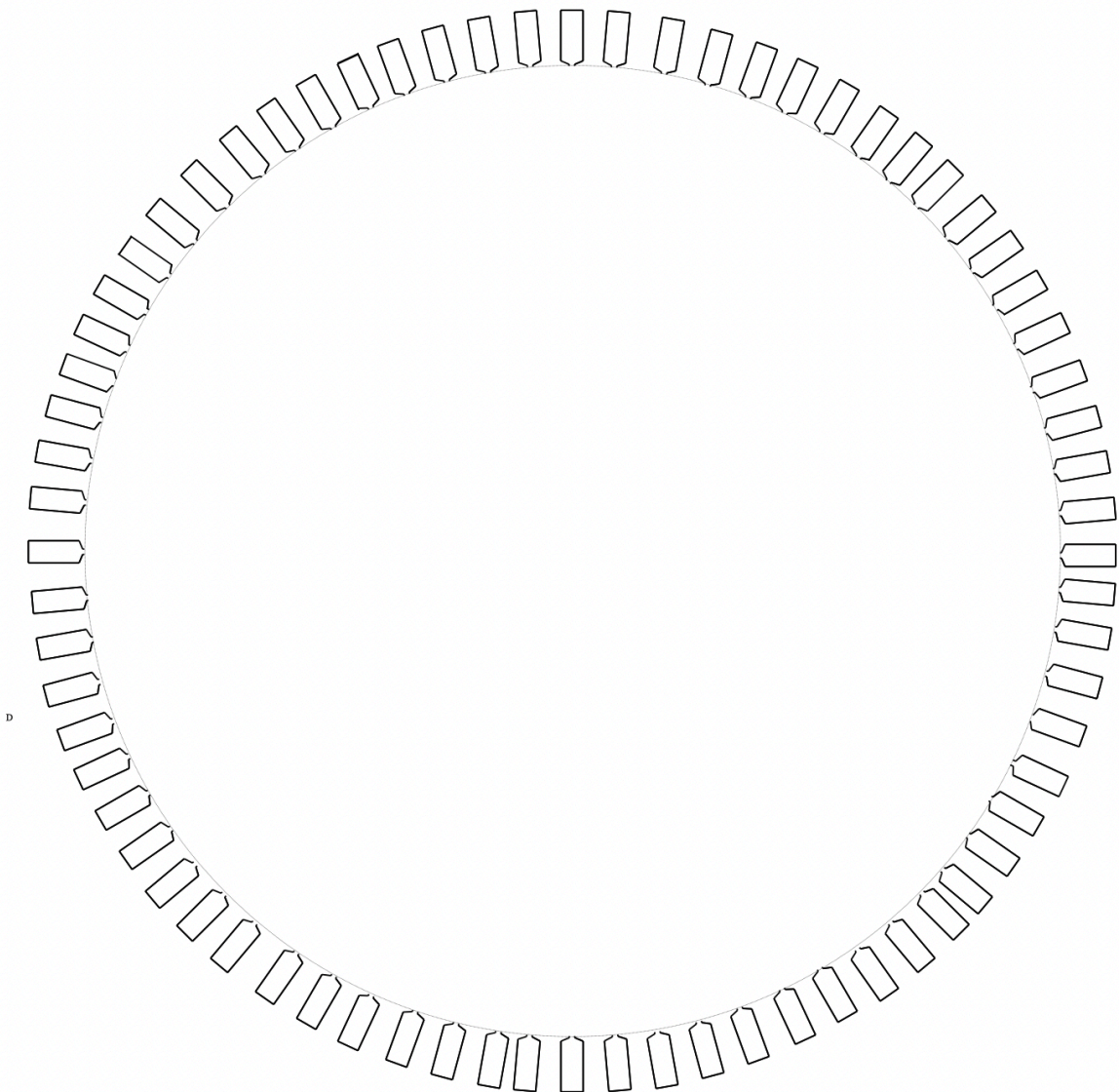
$$S_{cus} = 0.01044 \cdot (2 \cdot 0.01335 + 0.0005) \cdot 10^6 = 284 \text{ mm}^2 \approx 280 \text{ mm}^2$$

Det totale området til en spor blir:

$$S_{spor} = b_1 \cdot h_1 + \frac{b_1 + b_3}{2} \cdot h_2 + b_3 \cdot (h_{total} - h_1 - h_2)$$

$$S_{spor} = (0.003 \cdot 0.001 + 0.00772 \cdot 0.002 + 0.01244 \cdot 0.0292) \cdot 10^6 = 382 \text{ mm}^2$$

Neste figur er en skisse med spurvinkel $\alpha_u = 15^\circ$ og antall spor $Q_s = 72$:



Figur 4.3 Skisse av alle sporene i stator.

4.4.2. Spor i rotor

Valg av strømtetthet i rotoren deles mellom stavene og kortsluttete ring. Verdien er avhengig av materialets type og bestemmes fra de anbefalte verdiene i Tabell 3.3/3.4. Strømtetthet i stav J_{stav} og ring J_{ring} er designet i henhold til aluminiummateriell.

Strømtetthet i stavene:

$$J_{stav} = 4\,500\,000 \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

Strømtetthet i ringene:

$$J_{ring} = 6\,500\,000 \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

Flukstetthet i rotor-spor:

$$\hat{B}_{tenn_r} = 1.6 \text{ T}$$

Romfaktor av kjernen i rotor:

$$k_{Fe_r} = 0.95$$

Tannbredde i rotoren:

$$b_{dr} = \frac{\hat{B}_{\delta_{ny}}}{\hat{B}_{tenn_r}} \cdot \frac{l' \cdot \tau_{ur}}{k_{Fe_r} \cdot l} = \frac{0.829}{1.6} \cdot \frac{0.5332 \cdot 0.0316}{0.95 \cdot 0.53} = 0.0174 \text{ m} \quad (4.32)$$

Dimensjoner til rotorstav/spor kan løses ved hjelp av transformasjonsforholdet mellom viklingene i stator og antall spor i rotor:

$$K_{rs} = \frac{2 \cdot k_w \cdot N_s \cdot m}{Q_r} = \frac{2 \cdot 0.9248 \cdot 42 \cdot 3}{54} = 4.316 \quad (4.33)$$

Tilnærmet verdi av rotorstrøm referert mot stator er:

$$I'_r \approx I_s \cdot \cos \varphi = 264.23 \cdot 0.92 = 243.1 \text{ A} \quad (4.34)$$

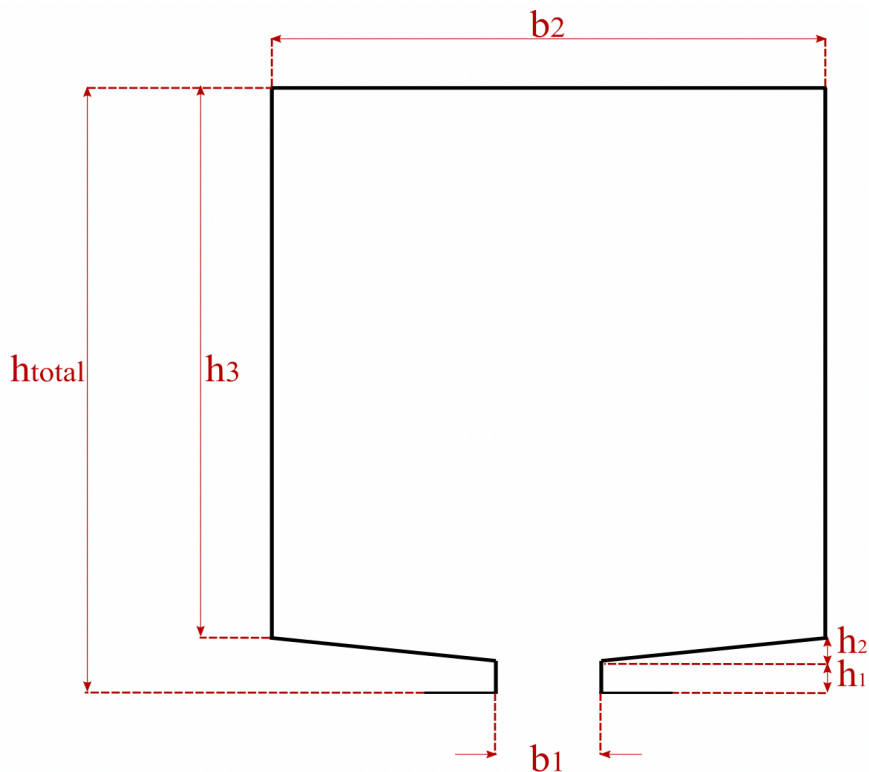
Strøm i stav med henhold til Formel (4.33) (4.34) blir:

$$I_{stav} = I'_r \cdot K_{rs} = 243 \cdot 4.316 = 1\,049.2 \text{ A} \quad (4.35)$$

Arealområde til stav S_{stav} baseres på strømmen I_{stav} per strømtetthet J_{stav} . Den lavere verdien av strømtetthet skyldes av mindre krav om strøm per område. Det er også ønskelig for å ha større stavområde.

$$S_{stav} = \frac{I_{stav}}{J_{stav}} = \left(\frac{1049.2}{4\,500\,000} \right) \cdot 10^6 = 233 \text{ mm}^2 \quad (4.36)$$

Utregningen ovenfor skal verifiseres med dimensjonene til rotorstav. Figur 4.4 viser en rotorstav med initialene på bredde og høydepunkter.



Figur 4.4 Skisse av en spor i rotor med initialene på høyde og bredde.

Breddeåpning av spor i rotor:

$$b_{1r} = 0.003 \text{ m}$$

Hoved bredden til stavet regnes med omkrets $C_{b_{2r}}$ ved posisjonen til b_{2r} :

$$C_{b_{2r}} = \pi \cdot (D_r - 2 \cdot (h_{1r} + h_{2r})) \quad (4.37)$$

$$C_{b_{2r}} = \pi \cdot (0.54441 - 2 \cdot (0.001 + 0.001)) = 1.696$$

Bredde b_{2r} kan regnes ved å redusere omkretsen til tannbredden b_{dr} :

$$b_{2r} = (C_{b_{2r}} - Q_r \cdot b_{dr}) \cdot \frac{1}{Q_r} = (1.696 - 54 \cdot 0.0174) \cdot \frac{1}{54} = 0.014 \text{ m}$$

Høydene:

$$h_{1r} = 0.001 \text{ m}$$

$$h_{2r} = 0.001 \text{ m}$$

$$h_{3r} = 0.016 \text{ m}$$

$$h_{totalr} = h_{1r} + h_{2r} + h_{3r} = 0.001 + 0.001 + 0.016 = 0.018 \text{ m}$$

Verifiserings kalkulasjon til Formel (4.36), det vil si $S_{stav} \approx 233 \text{ mm}^2$ blir:

$$S_{stav} = b_{1r} \cdot h_{1r} + \frac{b_{1r} + b_{2r}}{2} \cdot h_{2r} + b_{2r} \cdot h_{3r}$$

$$S_{stav} = \left(0.003 \cdot 0.001 + \frac{0.003 + 0.014}{2} \cdot 0.001 + 0.014 \cdot 0.016 \right) \cdot 10^6 = 235.5 \text{ mm}^2$$

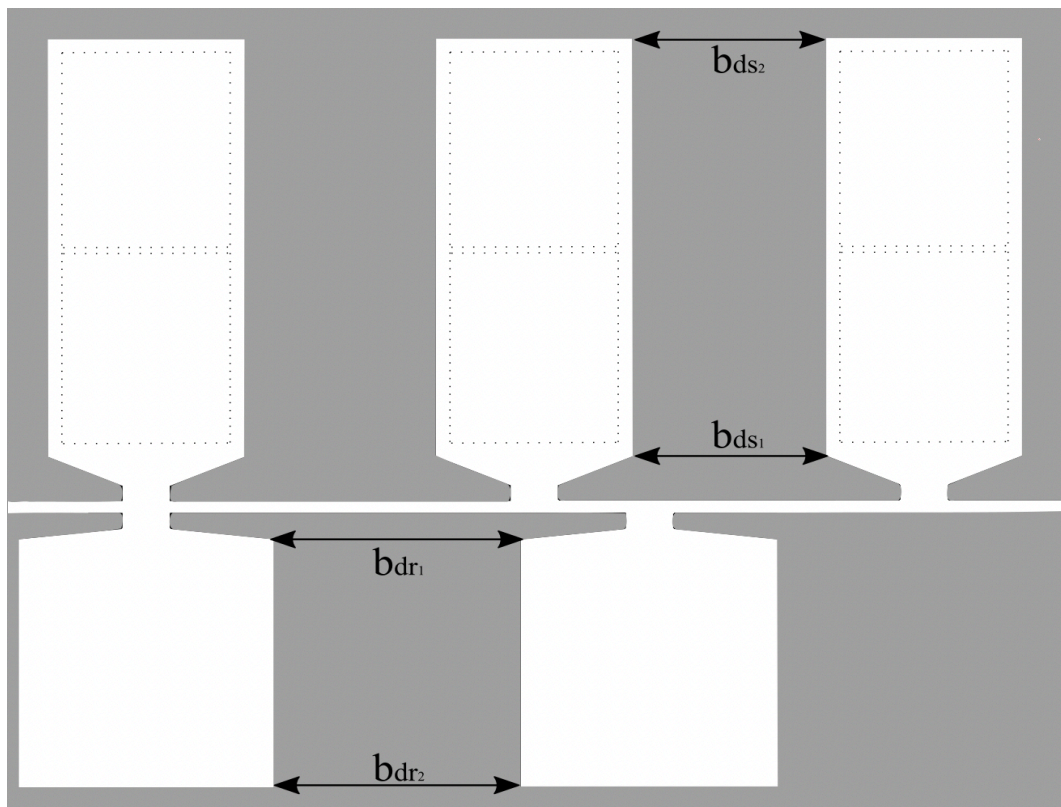
Det siste området som skal beregnes er arealet S_{ring} til ringen av stavene. Regningen gjøres med henhold til strømmen i ringen I_{ring} :

$$I_{ring} = \frac{I_{stav}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha_{ur}}{2}\right)} = \frac{1049.2}{2 \cdot \sin\left(\frac{0.349}{2}\right)} = 3\,021 \text{ A} \quad (4.38)$$

Arealet til ringen blir løst ved hjelp av strømmen I_{ring} og strømtetthet J_{ring} i ringen av stavene. Strømtetthet har høyere verdi enn ønsket, på grunn av stor Ampere-verdi i ringen.

$$S_{ring} = \frac{I_{ring}}{J_{ring}} = \left(\frac{3\,021}{6\,500\,000} \right) \cdot 10^6 = 464.77 \text{ mm}^2 \quad (4.39)$$

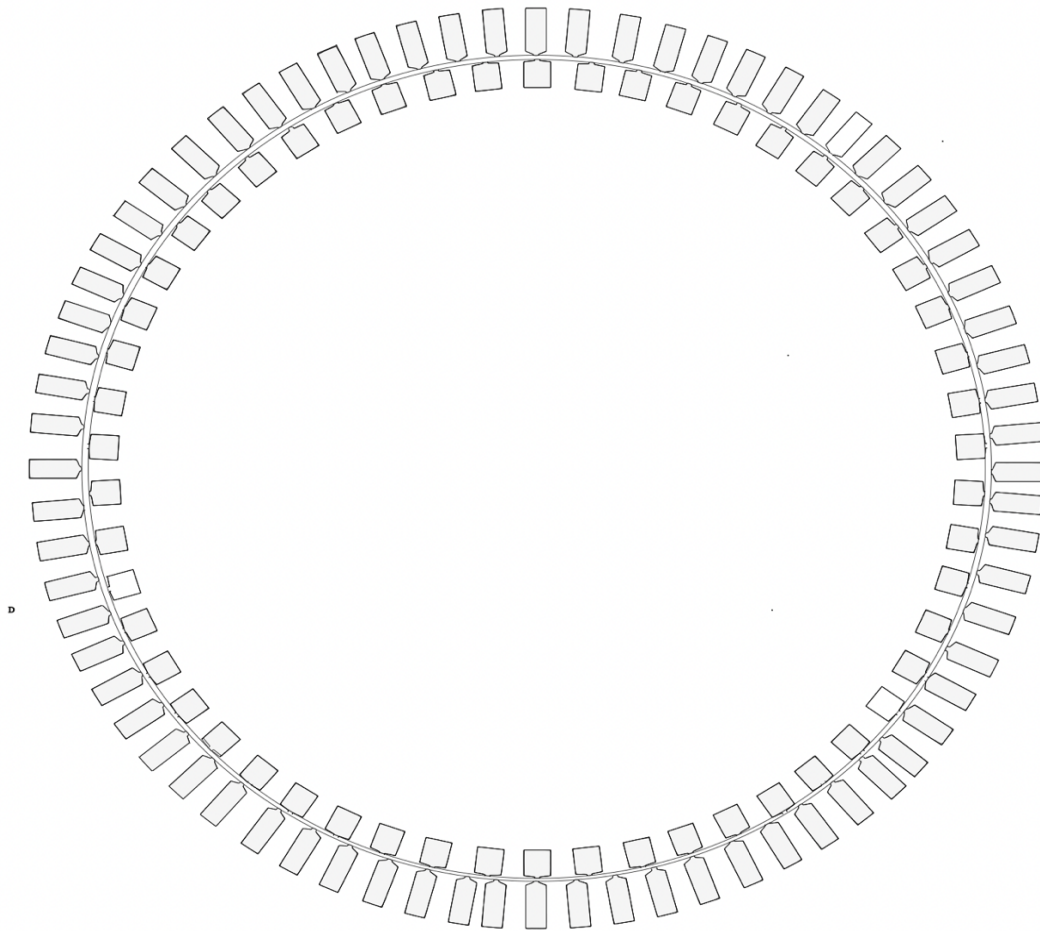
De to neste figurene representerer en skisse mellom sporene i stator og rotor. I Figur 4.5 vises to bredder av nedre del av tenn b_{ds_1} og øvre del b_{ds_2} . Det nøyaktige målet på tegningen har samme omkrets, men reell dimensjon gir $C_{b_{ds_2}} > C_{b_{ds_1}}$. Det samme gjelder for rotor sin del hvor: $C_{b_{dr_1}} > C_{b_{dr_2}}$. Dette vil si at tenn i stator er bredere ved b_{ds_2} enn $b_{ds} = b_{ds_1}$. Det samme gjelder for tenn i rotor med en motsatt omsetning.



Figur 4.5 Skisse av spor og tenn mellom stator og rotor. Det er åpne og rektangulære spor som benyttes i motoren.

Vinkelen til stavene i rotor har en større verdi fordi $\alpha_{u_r} = 20^\circ > \alpha_{u_s} = 15^\circ$. Grunnen er større antall av spor i stator og omkretsverdi. For å skape god magnetisk forbindelse er sporene i rotor lagt med bredere bredde og kortere høyde enn i stator. Dimensjoneringen er

også basert for å gi en høyere dreiemoment i startøyeblikket. Nøyaktig tegning av motorens spor i stator og rotor vises i Figur 4.6:



Figur 4.6 Motorens spor og luftgapet.

4.4.3. Åk i stator

Luftgapets fluks $\hat{\Phi}_m$ halveres i statorens åk. Dette gjelder både for den magnetiske delen i statoren, men også for rotor sin krets. Flukstetthet i stator-åk hentes fra Tabell 3.3:

$$\hat{B}_{\text{åks}} = 1.7 \text{ T}$$

Høyde til statoråket:

$$h_{\text{åks}} = \frac{\hat{\Phi}_m}{2 \cdot k_{Fe_s} \cdot l \cdot \hat{B}_{\text{åks}}} = \frac{0.0876}{2 \cdot 0.95 \cdot 0.53 \cdot 1.7} = 0.0511 \text{ m} \quad (4.40)$$

Areal område til statorens åk:

$$S_{\hat{a}k_s} = k_{Fe_s} \cdot l \cdot h_{\hat{a}k_s} = 0.95 \cdot 0.53 \cdot 0.0511 = 0.0257 \text{ m}^2 \quad (4.41)$$

Lengde til åket defineres i forhold til den aktuelle omslutningen mot diameteren og antall poler. Stator sin verdi av lengden er:

$$\tau_{\hat{a}k_s} = \frac{\pi \cdot D_{\hat{a}k_s}}{2 \cdot p} = \frac{\pi \cdot 0.6113}{2 \cdot 3} = 0.32 \text{ m}$$

4.4.4. Åk i rotor

Flukstetthet i rotor-åk:

$$\hat{B}_{\hat{a}k_r} = 1.6 \text{ T}$$

Høyde til rotoråket:

$$h_{\hat{a}k_r} = \frac{\hat{\Phi}_m}{2 \cdot k_{Fe_r} \cdot l \cdot \hat{B}_{\hat{a}k_r}} = \frac{0.0876}{2 \cdot 0.95 \cdot 0.53 \cdot 1.6} = 0.0543 \text{ m} \quad (4.42)$$

Areal område til rotorens åk:

$$S_{\hat{a}k_r} = k_{Fe_r} \cdot l \cdot h_{\hat{a}k_r} = 0.95 \cdot 0.53 \cdot 0.0543 = 0.0273 \text{ m}^2 \quad (4.43)$$

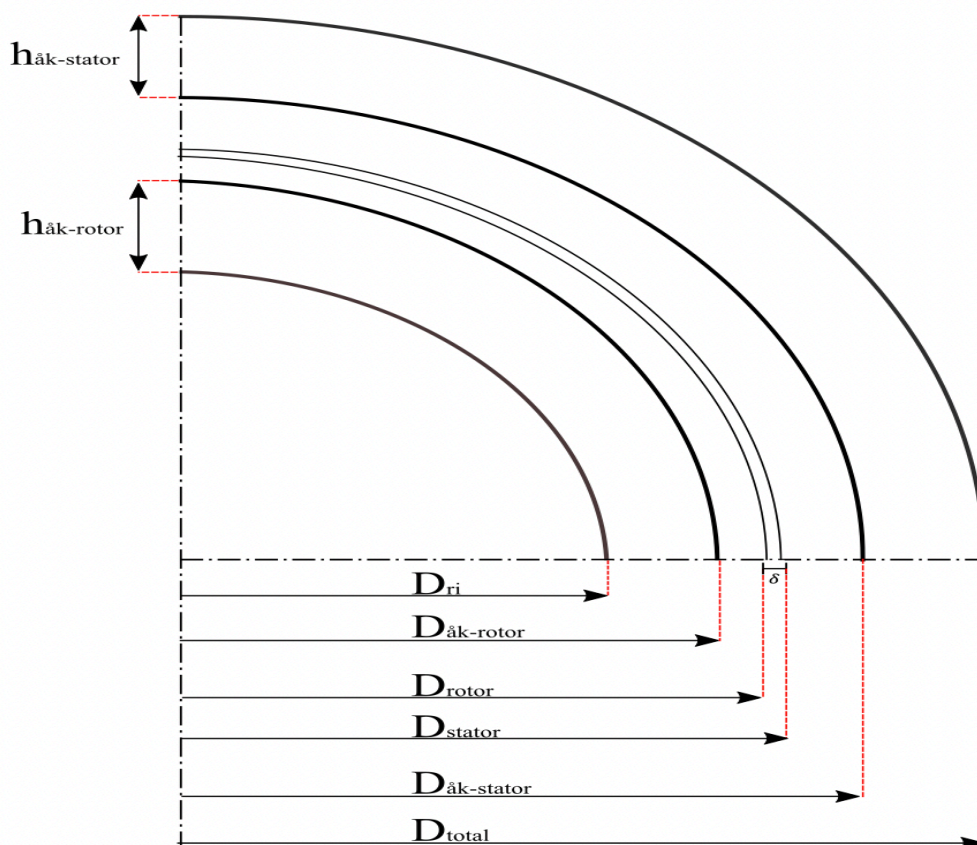
Lengde til rotoråket:

$$\tau_{\hat{a}k_r} = \frac{\pi \cdot D_{\hat{a}k_r}}{2 \cdot p} = \frac{\pi \cdot 0.5063}{2 \cdot 3} = 0.265 \text{ m}$$

4.5. Tekniske spesifikasjoner

4.5.1. Diametere

Stator og rotor diametere og høyde dimensjoner har blitt utregnet i tidligere seksjoner, dermed er det mulig å vise den tekniske skissen av maskinen. Nye uttrykk for resterende diametere kalkuleres og føres inn i figuren. Maskinens utkast med diametere baserer på Figur 4.7:



Figur 4.7 Diametere av forskjellige deler i motoren er vist med initialene på høyde til åkene $h_{\text{åk}}$ og luftgapet δ .

Diameter frem til statoråket:

$$D_{\text{åk}_s} = D_s + 2 \cdot h_{\text{total}_s} = 0.5474 + 2 \cdot 0.0322 = 0.6113 \text{ m} \quad (4.44)$$

Total diameter:

$$D_{\text{total}} = D_{\text{åk}_s} + 2 \cdot h_{\text{åk}_s} = 0.6113 + 2 \cdot 0.0511 = 0.718 \text{ m} \quad (4.45)$$

Diameter frem til rotoråket:

$$D_{\text{åkr}} = D_r - 2 \cdot h_{\text{total}_r} = 0.5441 - 2 \cdot 0.018 = 0.5063 \text{ m} \quad (4.46)$$

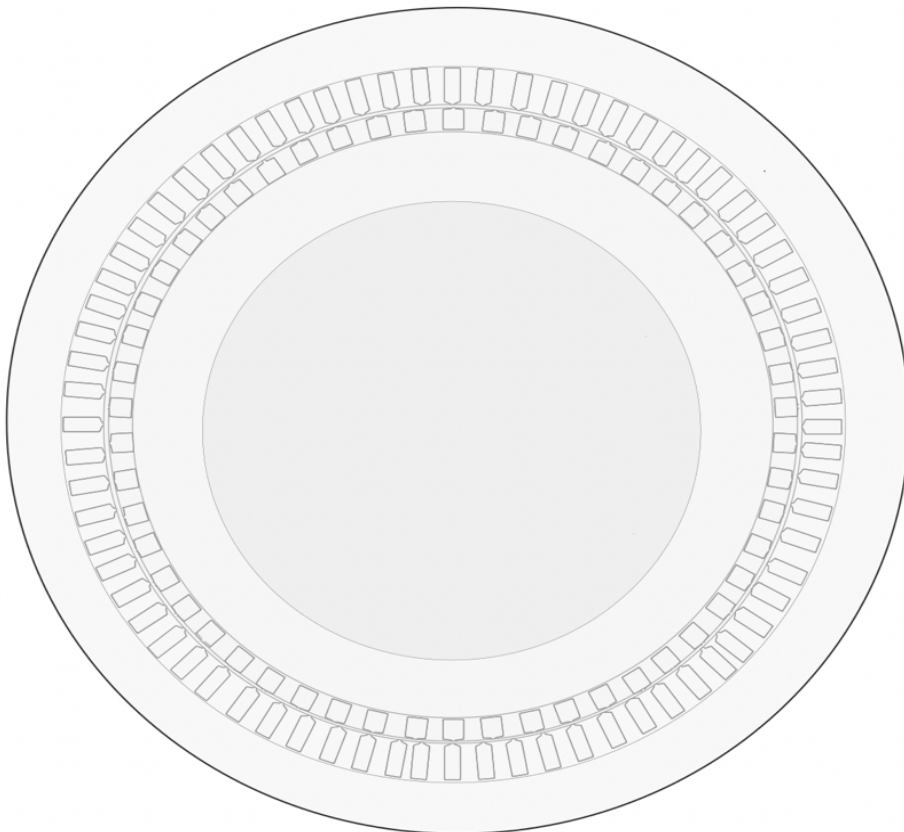
Innerste diameter av rotor:

$$D_{ri} = D_{\text{åkr}} - 2 \cdot h_{\text{åkr}} = 0.5063 - 2 \cdot 0.0543 = 0.3977 \text{ m} \quad (4.47)$$

Gjennomsnittlig diameter av rotor-ring:

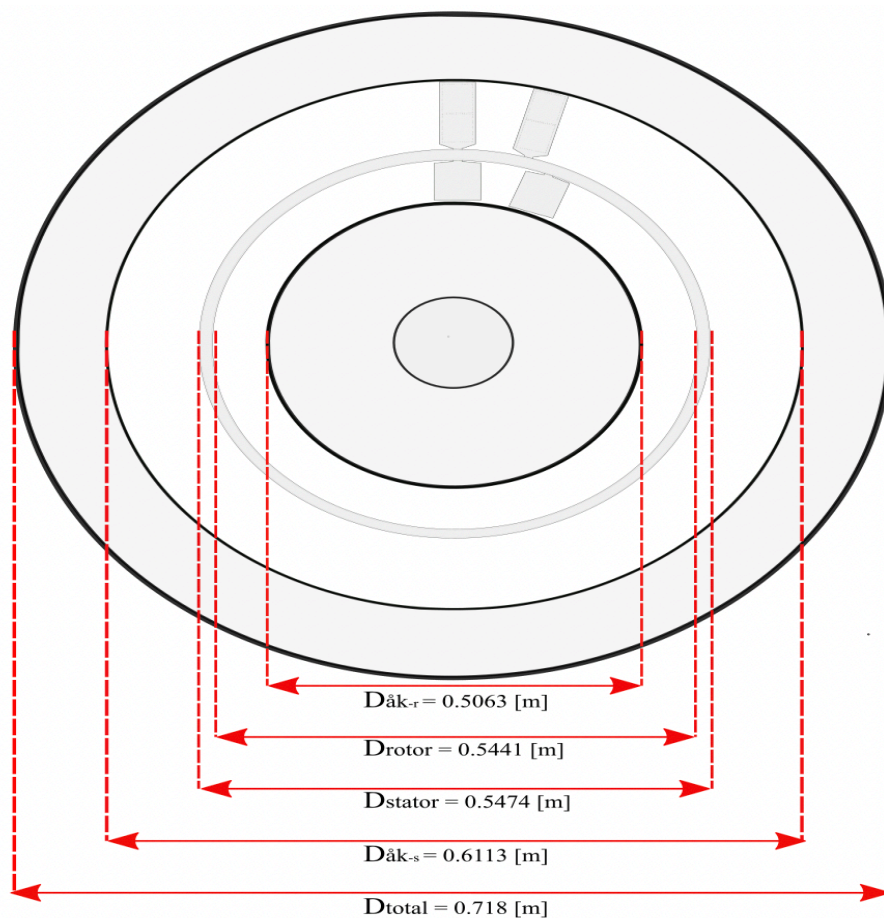
$$\bar{D}_{ring} = D_r - 2 \cdot \left(\frac{h_{2r} + h_{3r}}{2} + h_{1r} \right) \quad (4.48)$$

$$\bar{D}_{ring} = 0.5441 - 2 \cdot \left(\frac{0.001 + 0.016}{2} + 0.001 \right) = 0.525 \text{ m}$$



Figur 4.8 Fullstendig tegning av den dimensjonerte motoren. Innerste kjerne er representert med grå farge for å indikere område som ikke er del av magnetisk del til åk i rotor.

Nøyaktig skisse av motorens tegning presenteres i Figur 4.8. Den viser at innerste diameter D_{ri} spiller stor rolle til bidrag av vekten som øker materiellbehov. Denne delen leder ikke lenger flukslinjer, men fordelten er at større diameter gir lettere omforming av kraft. Ulempen er at område av jernet innen diameter D_{ri} er ikke en del av den magnetiske delen i maskinen og representerer ikke kjerne-åk i rotor. Det er bredden til stavene som påvirker verdien til D_{ri} . Hoveddimensjoner av maskinens tverrsnitts arealet vises i Figur 4.9. Denne tegningen inneholder ikke presise dimensjoner av diametere.



Figur 4.9 Diametere med tidligere utregnede verdier for D_s og D_r .

Stator diameter:

$$D_s = 0.5474 \text{ m}$$

Rotor diameter:

$$D_r = 0.5441 \text{ m}$$

4.5.2. Volum

Det totale volumet av stator:

$$V_{stator} = l \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (D_{Total}^2 - D_s^2) \quad (4.49)$$

$$V_{stator} = 0.53 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (0.718^2 - 0.5474^2) = 0.0898 \text{ m}^3$$

Volumet til stator-åk:

$$V_{\text{åks}} = l \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (D_{Total}^2 - D_{\text{åks}}^2) \quad (4.50)$$

$$V_{\text{åks}} = 0.53 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (0.718^2 - 0.6113^2) = 0.059 \text{ m}^3$$

Volumet til stator-spor:

$$V_{spor_s} = l \cdot Q_s \cdot S_{spor} = 0.53 \cdot 72 \cdot 3.82 \cdot 10^{-4} = 0.0145 \text{ m}^3 \quad (4.51)$$

Volumet til stator-tenn blir:

$$V_{tenn_s} = V_{stator} - V_{\text{åks}} - V_{spor_s} \quad (4.52)$$

$$V_{tenn_s} = 0.0898 - 0.059 - 0.0145 = 0.0162 \text{ m}^3$$

Det totale volumet til rotor ble utregnet i Formel (4.4):

$$V_r = 0.12404 \text{ m}^3$$

Volumet til rotor-stav:

$$V_{stav} = l \cdot Q_r \cdot S_{stav} = 0.53 \cdot 54 \cdot \frac{235.5}{10^6} = 0.00674 \text{ m}^3 \quad (4.53)$$

Volumet til ringen kan utregnes ved å estimere l_{ring} og multiplisere verdien med arealet S_{ring} og antall deler som er lik Q_r . Estimering av lengden til ring l_{ring} er:

$$l_{ring} = \frac{\pi \cdot \bar{D}_{ring}}{Q_r} = \frac{\pi \cdot 0.525}{54} = 0.0305 \text{ m} \quad (4.54)$$

Volumet til ringene på begge sider blir:

$$V_{ring} = (l_{ring} \cdot Q_r \cdot S_{ring}) \cdot 2 = (0.0305 \cdot 54 \cdot \frac{464.77}{10^6}) \cdot 2 = 0.001533 \text{ m}^3 \quad (4.55)$$

Volumet til resterende rotors kjerne blir:

$$V_{Fe_r} = V_r - V_{stav} - V_{ring} = 0.12404 - 0.00664 - 0.001533 = 0.1122 \text{ m}^3 \quad (4.56)$$

4.5.3. Vekt

Maskinen blir hovedsakelig bygd av et hardt jern og aluminium staver som en burvikling. For de aller fleste praktiske beregninger blir vekten stor på grunn av spesifikasjonene satt i starten. Den lave frekvensen, effektivitet og stor effekt er hovedgrunnen til store verdier av vekt. Fordelen er at de fleste traktorene trenger en stor vekt på frontsidene for å beholde en god balanse mot lasten sin. Vekt til tenn i stator er:

$$m_{tenn_s} = V_{tenn_s} \cdot k_{Fe_s} \cdot \rho_{Fe_s} = 0.0145 \cdot 0.95 \cdot 7\,600 = 104.7 \text{ kg} \quad (4.57)$$

Vekt til åk i stator:

$$m_{åk_s} = V_{åk_s} \cdot k_{Fe_s} \cdot \rho_{Fe_s} = 0.059 \cdot 0.95 \cdot 7\,600 = 426 \text{ kg} \quad (4.58)$$

Vekt til alle viklingene i stator:

$$m_{zqs} = S_{cs} \cdot l_c \cdot m \cdot a \cdot \rho_{Cu} = \frac{12.01}{10^6} \cdot 72.784 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 8\,960 = 93.98 \text{ kg} \quad (4.59)$$

Vekt til stator:

$$m_s = m_{tennn_s} + m_{\ddot{a}k_s} + m_{zq_s} = 104.7 + 426 + 93.98 = 624.7 \text{ kg} \quad (4.60)$$

Vekt til kjernen av rotor:

$$m_{Fe_r} = V_{Fe_r} \cdot k_{Fe_r} \cdot \rho_{Fe_r} = 0.1122 \cdot 0.95 \cdot 7\,600 = 810.28 \text{ kg} \quad (4.61)$$

Vekt til stavene i rotor:

$$m_{stav} = V_{stav} \cdot \rho_{Al} = 0.00674 \cdot 2\,700 = 18.1 \text{ kg} \quad (4.62)$$

Vekt til ringen av begge sider i rotor:

$$m_{ring} = V_{ring} \cdot \rho_{Al} = 0.001533 \cdot 2\,700 = 4 \text{ kg} \quad (4.63)$$

Vekt til ring i stavene har et marginalt bidrag til den totale vekten i rotoren:

$$m_r = m_{Fe_r} + m_{stav} + m_{ring} = 810.28 + 18.1 + 4 = 832.38 \text{ kg} \quad (4.64)$$

Total vekt til maskinens stator og rotor er:

$$m_{total} = m_s + m_r = 624.7 + 832.38 = 1\,457.08 \text{ kg} \quad (4.65)$$

Maskinens forhold mellom vekt og effekt med henhold til stator og rotordel blir:

$$M_{v-e} = \frac{1\,457.08}{240} = 6.07 \frac{\text{kg}}{\text{kW}} \quad (4.66)$$

Maskinens materiell deler kan erstattes med lettere metall, dersom belastningen er for stor.

Den innerste kjernen med diameter D_{ri} kan erstattes med lettere stål. Ved å bruke et lett

metall med $\rho_{Lm} = 4\,600 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$ er vekten vesentlig mindre, for eksempel:

$$m'_{\hat{a}k_r} = V_{D_{ri}} \cdot (\rho_{Fe_r} - \rho_{Lm}) \quad (4.67)$$

$$m'_{\hat{a}k_r} = \frac{\pi}{4} \cdot 0.53 \cdot 0.3977^2 \cdot (7\,600 - 4\,600) = 197.5 \text{ kg}$$

4.6. Magnetisk krets

4.6.1. Magnetiske feltstyrker

Verdiene av magnetisk feltstyrke settes i forhold til flukstetthet i de forskjellige delene av maskin. Forholdet mellom flukstetthet og magnetisk feltstyrke finnes i Tabell 3.11 og Figur 3.1. Magnetisk feltstyrke i tennene av stator er:

$$\hat{H}_{tenn_s} = 11\,600 \text{ A/m}$$

Magnetisk feltstyrke i tennene av rotor:

$$\hat{H}_{tenn_r} = 3\,680 \text{ A/m}$$

Magnetisk feltstyrke i statoråket:

$$\hat{H}_{\hat{a}k_s} = 6\,890 \text{ A/m}$$

Magnetisk feltstyrke i rotoråket:

$$\hat{H}_{\hat{a}k_r} = 3\,680 \text{ A/m}$$

4.6.2. Magnetisk spenning over luftgapet

Luftgapet skal være symmetrisk og så lite som mulig for å redusere den magnetiske motstanden [49]. Den magnetiske spenningen over luftgapet kalkuleres med flukstetthetens toppverdi og ett ekvivalent luftgap δ_e :

$$\hat{U}_{m\delta e} = \delta_e \cdot \frac{\hat{B}_\delta}{\mu_o} \quad (4.68)$$

I denne beregningen er geometri av luftgapet modifisert, på grunn av reduksjon i flukstettheten for sporåpningsområde mellom stator og rotor (*luftgapet*). Dette medfører innføring av Carters faktor for å justere den virkelige fysiske dimensjonen av luftgapet [50]:

$$\delta_e = \delta \cdot k_C \quad (4.69)$$

Utledningen av Carters faktor erstatter ekte flukstetthet med rektangulær funksjon. Det vil si at fluks forblir konstant under tenn og er null ved spor sin åpning. Flukstetthet ved åpningsområde er null. I praksis er luftgapet kortere enn den ekvivalente verdien for luftgapet. Med dette innføres to nye faktorer som kappa κ og Carters faktor k_{C_1} . Kappafaktor brukes for å modifisere sporåpningen b_1 i stator:

$$\kappa_s = \frac{2}{\pi} \cdot \left[\arctan\left(\frac{b_{1s}}{2 \cdot \delta}\right) - \frac{2 \cdot \delta}{b_{1s}} \cdot \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_{1s}}{2 \cdot \delta}\right)^2} \right] \quad (4.70)$$

$$\kappa_s = \frac{2}{\pi} \cdot \left[\arctan\left(\frac{0.003}{2 \cdot 1.6505 \cdot 10^{-3}}\right) - \frac{2 \cdot 1.6505 \cdot 10^{-3}}{0.003} \cdot \ln \sqrt{1 + \left(\frac{0.003}{2 \cdot 1.6505 \cdot 10^{-3}}\right)^2} \right]$$

$$\kappa_s = 0.2587 \text{ rad}$$

Ekvivalent spor åpning i stator:

$$b_e = \kappa \cdot b_1 \quad (4.71)$$

Carter faktor for stator:

$$k_{C_{1s}} = \frac{\tau_{us}}{\tau_{us} - \kappa_s \cdot b_{1s}} = \frac{0.0238}{0.0238 - 0.2587 \cdot 0.003} = 1.033 \quad (4.72)$$

Ekvivalent luftgap referert mot stator:

$$\delta_{e_s} = k_{C_{1s}} \cdot \delta = 1.033 \cdot 1.6505 \cdot 10^{-3} = 1.7061 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

En nøyaktig beregning forutsetter at man videre komprimerer ovennevnte verdi av δ_{e_s} i henhold til rotor sin betraktning av faktorene. Kappafaktor for rotor blir:

$$\kappa_r = \frac{2}{\pi} \cdot \left[\arctan\left(\frac{b_{1r}}{2 \cdot \delta_{e_s}}\right) - \frac{2 \cdot \delta_{e_s}}{b_{1r}} \cdot \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_{1r}}{2 \cdot \delta_{e_s}}\right)^2} \right] \quad (4.73)$$

$$\kappa_r = \frac{2}{\pi} \cdot \left[\arctan\left(\frac{0.003}{2 \cdot 1.7061 \cdot 10^{-3}}\right) - \frac{2 \cdot 1.7061 \cdot 10^{-3}}{0.003} \cdot \ln \sqrt{1 + \left(\frac{0.003}{2 \cdot 1.7061 \cdot 10^{-3}}\right)^2} \right]$$

$$\kappa_r = 0.2518 \text{ rad}$$

Carter faktor for rotor:

$$k_{C_{1r}} = \frac{\tau_{ur}}{\tau_{ur} - \kappa_r \cdot b_{1r}} = \frac{0.0316}{0.0316 - 0.2518 \cdot 0.003} = 1.0244 \quad (4.74)$$

Ekvivalent luftgap:

$$\delta_e = \delta_{e_s} \cdot k_{C_{1r}} = 1.7061 \cdot 10^{-3} \cdot 1.0244 = 1.7478 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Luftgapets ekte verdi erstattes med en lengre ekvivalent dimensjon som betyr at Carters faktor > 1 . Dette har direkte inflasjon av spor med hensyn på gjennomsnittlig permeans av luftgapet. Her har vi beregningsmetode som er en god tilnærming med en viss usikkerhet. Magnetisk spenning over luftgapet etter Formel (4.68) er:

$$\hat{U}_{m_{\delta_e}} = \frac{\hat{B}_{\delta} \cdot \delta_e}{\mu_o} = \frac{0.83 \cdot 1.7478 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 1154 \text{ A}$$

4.6.3. Magnetisk spenning over åk

Integrasjon av den magnetiske styrken kan uttrykkes etter Formel (2.13):

$$\hat{U}_{m_{\text{åk}_{stator}}} = \int_d^q \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}$$

I en praksis situasjon vil flukstetthet i åkene endre seg hele tiden ved maskinenes rotasjon og gjør integrasjonen komplisert. Det vil si at magnetisk feltstyrke ikke er lineær som fører til komplisert estimering av den magnetiske spenningen i åkene [51]. Det er lettere å løse både stator og rotor sin magnetiske spenning over åkene slikt:

$$\hat{U}_{m_{\text{åk}_s}} = \hat{H}_{\text{åk}_s} \cdot \tau_{\text{åk}_s} \cdot c_s \quad (4.75)$$

$$\hat{U}_{m_{\text{åk}_r}} = \hat{H}_{\text{åk}_r} \cdot \tau_{\text{åk}_r} \cdot c_r \quad (4.76)$$

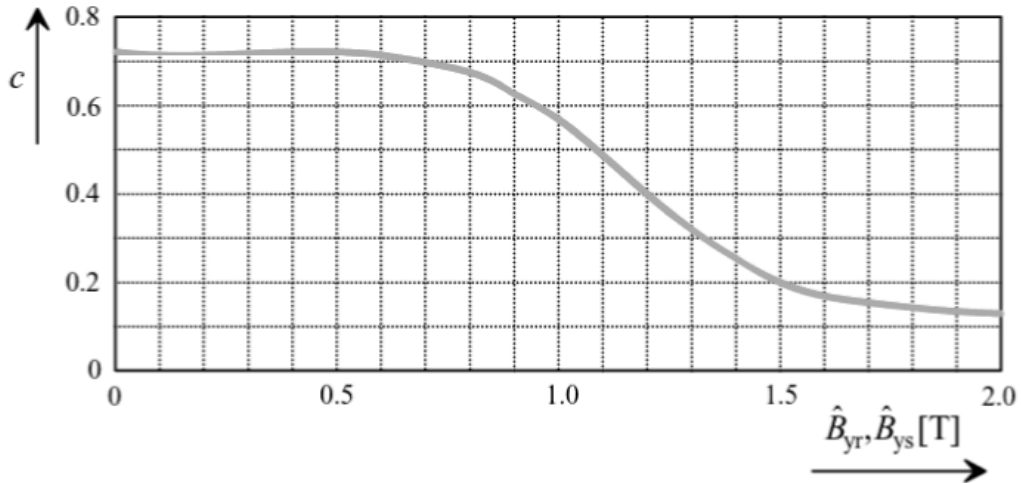
Fluks som går i luftgapet og tenn deler seg mellom stator og rotor kjerne, og gjør at flukslinjene over åk utgjør halvparten av hoved fluksen:

$$\hat{U}_{m_{\text{åk}}} = \frac{\hat{U}_{\text{åk}_s}}{2} + \frac{\hat{U}_{\text{åk}_r}}{2} \quad (4.77)$$

Formlene (4.75) (4.76) inkluderer lengden av kjerne-åket multiplisert med c -koeffisient og magnetisk feltstyrke i materialet. Koeffisient c hentes fra Figur 4.10 og velges med henhold til flukstetthetsens verdi til åkene i stator og rotor. Koeffisient for tilsvarende stator og rotor blir:

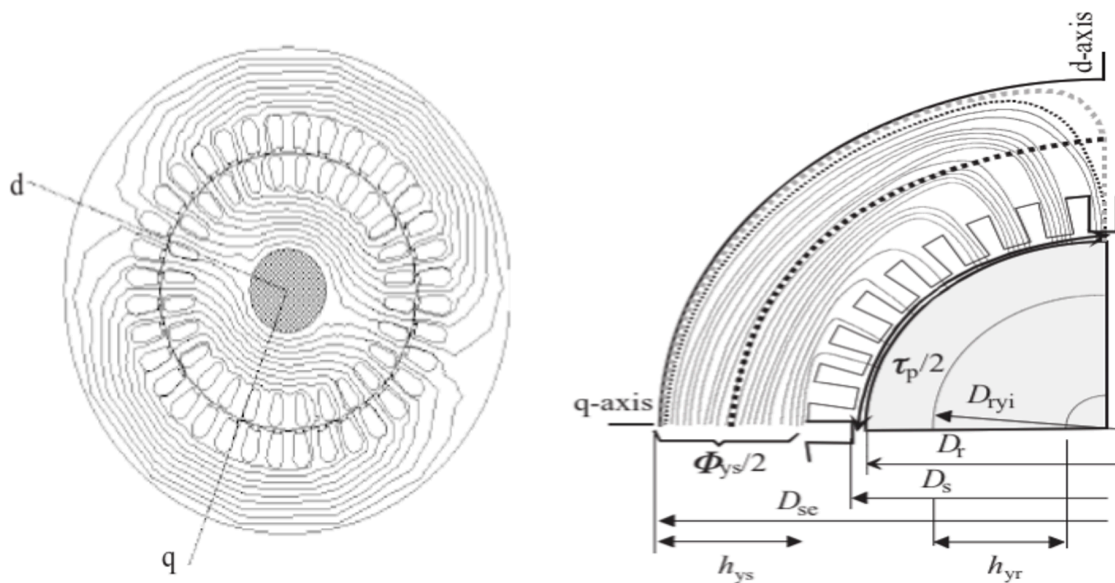
$$c_s = 0.16; \quad c_r = 0.18$$

Analysen av grafen viser at c -koeffisienter er lave fordi flukstetthetsens amplitudeverdi til åkene er satt til $\hat{B}_{\text{åk}_s} = 1.7 \text{ T}$ og $\hat{B}_{\text{åk}_r} = 1.6 \text{ T}$.



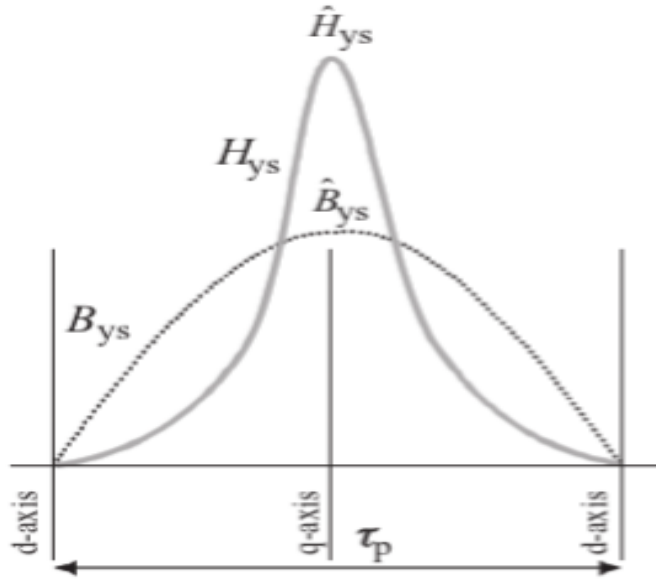
Figur 4.10 Fremvisning av graf for å finne c -koeffisient med hensyn på flukstetthet i åk.

Betydning av c koeffisient kan forklares ved å innføre $d - q$ akse for en magnetisk krets. Figur 4.11 viser en prinsipiell fremvisning av feltlinjene og aksene i en topolet maskin [52]. Den stiplete svarte linjen i figur på høyre side viser en ideell bane.



Figur 4.11 Eksempel av flukskoblings fordeling i en topolet motor.

Linearitet av den magnetiske feltstyrken faller i sin ende med henhold til maksimalverdi til åkene på q akse. Det vil si at linearitet på d akse er null. Denne fordelingen vises i Figur 4.12 [53].



Figur 4.12 Fordeling av d og q akse med hensyn på linearitet av den magnetiske feltstyrken i åkene. Symbol τ_p indikerer lengden av poldeling for gjeldende område av åk.

Det er pol lengden som definerer lengde mellom d akse i forhold til antall poler i maskinen. Lengden til et åk av en pol er beregnet fra tidligere kapitler for åk i stator og rotor. Den magnetiske spenningen i stator-åk er:

$$\hat{U}_{m_{\hat{a}k_s}} = \hat{H}_{\hat{a}k_s} \cdot \tau_{\hat{a}k_s} \cdot c_s = 6\,890 \cdot 0.32 \cdot 0.16 = 352 \text{ A}$$

Magnetisk spenning i rotor-åk:

$$\hat{U}_{m_{\hat{a}k_r}} = \hat{H}_{\hat{a}k_r} \cdot \tau_{\hat{a}k_r} \cdot c_r = 3\,680 \cdot 0.265 \cdot 0.18 = 175.5 \text{ A}$$

4.6.4. Magnetisk spenning over tenn

Den magnetiske spenningen i tenn for både stator og rotor kan kalkuleres fra integrasjonsformel av tenn sin høydeseksjon:

$$\hat{U}_{m_{tenn}} = \int_0^{h_{tenn}} \mathbf{H}_{tenn} \cdot d\mathbf{l}$$

Formel forenkling av magnetisk spenning til tennene av stator er:

$$\hat{U}_{m_{tenn_s}} = \hat{H}_{tenn_s} \cdot (h_c + h_{3_s}) = 11\,600 \cdot (0.0267 + 0.001) = 321.3 \text{ A}$$

Magnetisk spenning til tennene av rotor:

$$\hat{U}_{m_{tennr}} = \hat{H}_{tennr} \cdot h_{3r} = 3\,680 \cdot 0.016 = 59 \text{ A}$$

4.6.5. Oppsummering av magnetiske spenninger:

Den totale magnetiske spenningen i maskinen er:

$$\hat{\Theta}_m = \hat{U}_{m_{total}} = \hat{U}_{m_{tenns}} + \hat{U}_{m_{tennr}} + \frac{\hat{U}_{m_{\text{åks}}}}{2} + \frac{\hat{U}_{m_{\text{åkr}}}}{2} + \hat{U}_{m_{\delta e}} \quad (4.78)$$

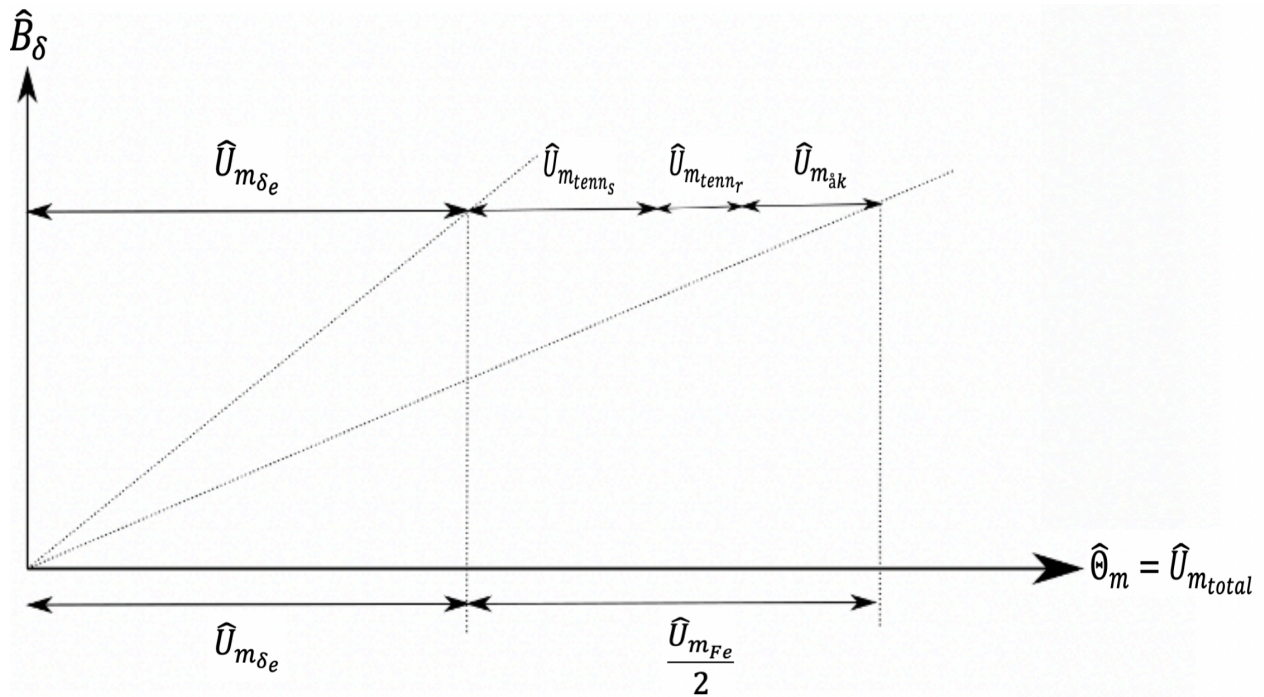
Beregningen tar hensyn til halvering av den magnetiske spenningen i åk. De forskjellige delene er strømkoblinger som bygger på amplitudeverdien til flukstetthet i luftgapet. Resultat av magnetiske spenningene i luftgapet, tenner og kjerne-åk blir:

$$\hat{U}_{m_{total}} = 321.3 + 69 + \frac{352}{2} + \frac{175.5}{2} + 1\,154 = 1\,798 \text{ A}$$

Den totale nødvendige strømkoblingen i induksjon motor defineres som $\hat{\Theta}_m$. Denne verdien er amplitudeverdi av strømkoblings bølge av roterende feltvikling. Beregningen av total magnetisk spenning utgjør kun halvparten av det magnetiske jernet i kretsen [54]. En fullstendig magnetisk krets inneholder en positiv og negativ amplitudebølge av strømkobling. Den totale strømkoblingen i en hel maskin er:

$$2 \cdot \hat{\Theta}_m = 3\,596 \text{ A}$$

Figur 4.13 illustrerer nøyaktig fordeling av magnetiske spenninger i stator og rotordel. Skissen viser at den magnetiske spenningen i luftgapet er større enn resten av kjernen.



Figur 4.13 Fordeling av magnetiske spenninger i forhold til dimensjoneringsverdier.

Andelen av magnetiske spenninger i kjernen er mindre enn luftgapets verdi $\hat{U}_{m_{\delta_e}}$. I godt konstruert maskin skal strømkobling i jernet være en mindre del enn i luftgapet.

$$\hat{U}_{m_{Fe}} < \hat{U}_{m_{\delta_e}}$$

Kravet om mindre fraksjon oppfylles:

$$644 < 1154$$

Total magnetisk spenning i halvparten av kjernen er:

$$\hat{U}_{m_{Fe}} = \hat{U}_{m_{tenn_s}} + \hat{U}_{m_{tenn_r}} + \frac{\hat{U}_{m_{\text{aks}_s}}}{2} + \frac{\hat{U}_{m_{\text{aks}_r}}}{2} = 644 \text{ A}$$

4.6.6. Verifikasjon av metningsfaktor

Denne delen er en avgjørende fase for å lykkes med design av maskinen. Kalkulasjonen skal bekrefte tidligere påstands koeffisient for gjennomsnittlig flukstetthet α_i . Den originale

verdien til metningsfaktoren må bli tilnærmet lik som resultatet fra verifikasjonsdelen i dette kapitlet. Resten av dimensjonerings resultater avhenger av verifikasjons nøyaktighet, slik at den fritt valgte verdien og verifiserende tall er tilnærmet lik. Det samme resultatet som ble satt tidligere i kapittel 4.3.1 er $\alpha_i = 0.691$. Hvis denne verdien har en stor differanse i forhold til den nye verdien, skal prosjektering fra tidligere kapitler gjøres på nytt. Den nye koeffisienten finnes ved hjelp av metningsfaktor:

$$k_{met} = \frac{\hat{U}_{m_{tenns}} + \hat{U}_{m_{tennr}}}{\hat{U}_{m_{\delta_e}}} = \frac{321.3 + 59}{1\ 154} = 0.33 \quad (4.79)$$

Den nye koeffisienten for gjennomsnittlig flukstetthet i forhold til verifiserende metningsfaktor er:

$$\alpha_{iny} = \frac{1.24 \cdot k_{met} + 1}{1.42 \cdot k_{met} + 1.57} = \frac{1.42 \cdot 0.33 + 1}{1.42 \cdot 0.33 + 1.57} = 0.72 \quad (4.80)$$

Verifikasjon av koeffisientene viser at differansen er liten og kan godkjennes:

$$\alpha_1 = \alpha_{iny}$$

$$0.691 \approx 0.72$$

4.6.7. Magnetiserende induktans

En av faktorene til magnetiserende induktans L_m er effektiv luftgap δ_{ef} . Ved å beregne denne verdien først, blir det mulig å ta resten av uttrykket for hoved induktansen. Effektiv luftgap regnes etter følgende formel:

$$\delta_{ef} = \delta_e \cdot \frac{\hat{U}_{m_{total}}}{\hat{U}_{m_{\delta_e}}} = 1.7478 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1\ 798}{1\ 154} = 2.723 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.81)$$

Linearisering av magnetiserende induktans tar hensyn til reluktans av jernet, derfor krever forlenging av δ_{ef} [55]. Magnetiserende induktans for et tre fase maskin blir:

$$L_m = \frac{m \cdot 2 \cdot \mu_o \cdot l' \cdot \tau_p \cdot (k_{w1} \cdot N_s)^2}{\pi^2 \cdot p \cdot \delta_{ef}} \quad (4.82)$$

$$L_m = \frac{6 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0.5332 \cdot 0.2866 \cdot (0.9248 \cdot 42)^2}{\pi^2 \cdot 3 \cdot 2.723 \cdot 10^{-3}} = 0.0215 \text{ H}$$

4.7. Lekkasje av fluks

4.7.1. Lekkasjeinduktans i luftgapet

Harmonikk i luftgapet er et resultat av bak-elektromotorisk kraft (*back emf*) som induseres i magnetiserings induktans på grunn av flukstetthet i luftgapet. Harmonikkfelt induserer spenning av fundamental frekvens i viklinger [56]. Størrelsen av lekkasjefaktor σ_{δ_s} inkluderer viklingens faktor k_{wv} i statorkrets. Verdien av lekkende fluks i luftgapet avhenger av viklingsfaktor k_{wv} og harmonikk v . Formel (4.83) regner lekkasjefaktor av luftgapets induktans med henhold til stator:

$$\sigma_{\delta_s} = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 1}}^{v=\infty} \left(\frac{k_{wv}}{v \cdot k_{w1}} \right)^2 \quad (4.83)$$

Faktoren utregnes i to deler for positiv og negativ harmonikkverdi. Utregningen ble gjort i Excel, hvor summen av harmonikk er satt til 600. Tallene indikerer grense som [-300, 300]. Lekkasje faktor i luftgapet er:

$$\sigma_{\delta_s} = 0.0029589$$

Lekkinduktans i luftgapet L_{δ} er utslaget av magnetiserende induktans multiplisert med lekkasjefaktor:

$$L_{\delta} = \frac{\mu_o \cdot m \cdot D \cdot l'}{\pi \cdot \delta} \cdot \left(\frac{N}{p} \right)^2 \cdot \sum_{v=-\infty \neq 1}^{\infty} \left(\frac{k_{wv}}{v} \right)^2 \approx L_m \cdot \sigma_{\delta} \quad (4.84)$$

Burvikling av kortslutningsrotor demper harmonikken som kompenserer lekkasjeinduktans L_{δ_s} i stator [57]. Faktoren settes til 0.8 og føres inn i Formel (4.84):

$$L_{\delta_s} = L_m \cdot 0.8 \cdot \sigma_{\delta_s} = 0.0215 \cdot 0.8 \cdot 2.9589 \cdot 10^{-3} = 5.089 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

Den lekkende fluksen i luftgapet skal også refereres mot rotor. Lekkfaktor av luftgapets induktans med henhold til rotor er:

$$\sigma_{\delta_r} = \frac{\pi^2}{3} \cdot \left(\frac{p}{Q_r}\right)^2 = \frac{\pi^2}{3} \cdot \left(\frac{3}{54}\right)^2 = 0.0101 \quad (4.85)$$

Luftgapets lekkinduktans av rotor som refereres mot stator er:

$$L'_{\delta_r} = L_m \cdot \sigma_{\delta_r} = 0.0215 \cdot 0.0101 = 2.183 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad (4.86)$$

4.7.2. Lekkasjeinduktans i spor

Hoved fluks i spor overfører ikke alt av sirkulasjonen sin i en elektromagnetisk kobling mellom stator og rotor. Det vil si at feltlinjene som har ingen innflytelse i luftgapets rom, regnes som lekkinduktans i spor:

$$L_{u_s} = \frac{\lambda_{u_s} \cdot N_s^2 \cdot l' \cdot \mu_0 \cdot 4 \cdot m}{Q_s} \quad (4.87)$$

Det er nødvendig å beregne permeansfaktor λ_u for å finne lekkasjeinduktans. Faktoren baserer på en geometrisk utregning og faktorene k_1 og k_2 . Faktorene er basert på forkortingsskritt av viklinger W og ε . Mengde av forkortingsskritt er:

$$\varepsilon = 1 - W_{\tau_p} = 1 - 0.833 = 0.167 \quad (4.88)$$

Faktorene k_1 og k_2 for et trefasesystem og dobbelt lags viklings system er:

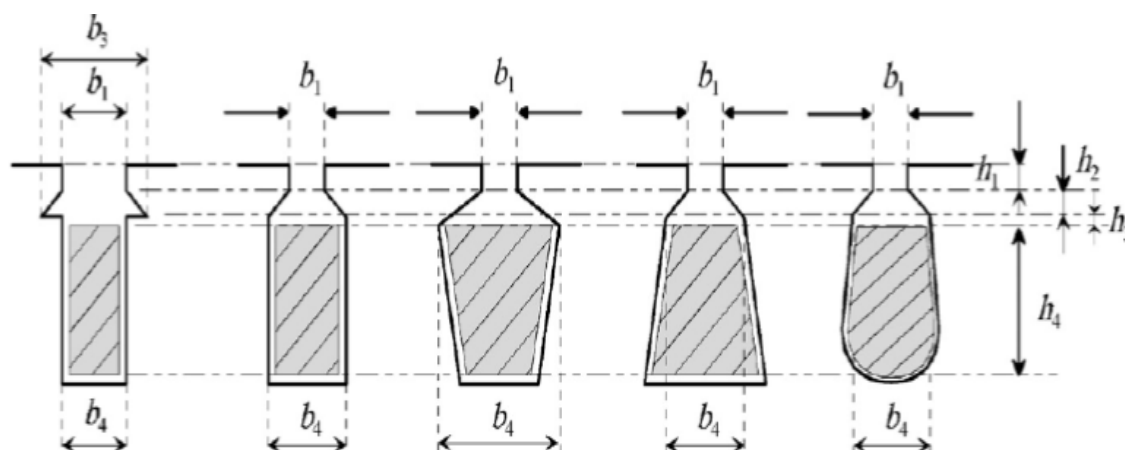
$$k_1 = 1 - \frac{9}{16} \cdot \varepsilon = 1 - \frac{9}{16} \cdot 0.167 = 0.906 \quad (4.89)$$

$$k_2 = 1 - \frac{3}{4} \cdot \varepsilon = 1 - \frac{3}{4} \cdot 0.167 = 0.8747 \quad (4.90)$$

Permeansfaktor λ_u defineres fra geometrien til spor og viklingsystem [58]. Uttrykket av denne for et dobbelt lag viklingsystem blir:

$$\lambda_{us} = \frac{h'}{4 \cdot b_4} + k_1 \cdot \frac{h_4 - h'}{3 \cdot b_4} + k_2 \cdot \left(\frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \cdot \ln \frac{b_4}{b_1} \right) \quad (4.91)$$

Permeansfaktor baserer på høyder og bredder i henhold til typen av spor. Figuren under viser forskjellige sporene, hvor enkelt lags benyttes uten høyde h' . Det bør merkes at figuren har annerledes initialer enn disse som brukes i denne rapporten.



Figur 4.14 Forskjellige typer av spor med initialene på bredde og høyde.

I denne maskinen er sporene i stator dimensjonert med en rektangulær spor med en dobbelt lags spor. Permeansfaktor av sporene i stator beregnes etter Formel (4.91) og parameterne fra kapittel 4.4.1:

$$\lambda_{us} = 0.906 \cdot \frac{0.0267 - 0.0005}{3 \cdot 0.01248} + 0.8747 \cdot \left(\frac{0.001}{0.003} + \frac{0.001}{0.01248} + \frac{0.002}{0.01248 - 0.003} \cdot \ln \frac{0.01248}{0.003} \right) + \frac{0.0005}{4 \cdot 0.01248}$$

$$\lambda_{us} = 1.434$$

Lekkinduktans av sporene i stator er:

$$L_{u_s} = \frac{1.434 \cdot 42^2 \cdot 0.5332 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 12}{72} = 2.825 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

Permeansfaktor av spor i rotor beregnes etter enkelt lags system:

$$\lambda_{u_r} = \frac{h_{3r}}{3 \cdot b_{2r}} + \frac{h_{2r}}{b_{2r}} + \frac{h_{1r}}{b_{1r}} + \frac{h_{2r}}{b_{2r} - b_{1r}} \cdot \ln \frac{b_{2r}}{b_{1r}} \quad (4.92)$$

Ved å innsette verdiene fra kapittel 4.4.2 kan kalkulasjon utregnes:

$$\lambda_{u_r} = \frac{0.016}{3 \cdot 0.014} + \frac{0.001}{0.014} + \frac{0.001}{0.003} + \frac{0.001}{0.014 - 0.003} \cdot \ln \frac{0.014}{0.003} = 0.92$$

Verdien av λ_{u_r} er lav, noe som fører til usikkerhet rundt kalkulasjonen. Det legges ekstra påslag av permeansfaktor til rotorens stav for sikkerhetsskyld. Endringen fører til minimal nedgang av dreiemomentenes startmoment. Den nye verdien settes til en nærmere verdi av permeans i stator:

$$\lambda_{u_r} = 0.92 + 0.455 = 1.375$$

Lekkinduktans av spor i rotor L_{u_r} regnes med $z_{qr} = 1$ fordi kortslutningsrotor regnes som en enkelt stav i sin helhet.

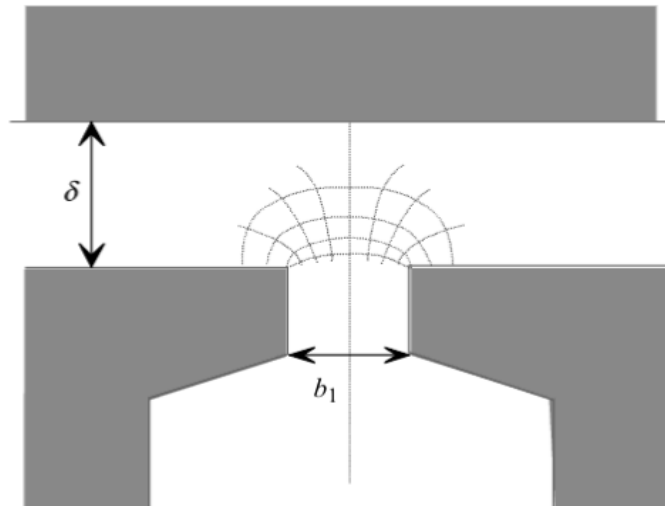
$$L_{u_r} = \lambda_{u_r} \cdot l' \cdot \mu_o \cdot z_Q^2 = 1.375 \cdot 0.5332 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1^2 = 9.21 \cdot 10^{-7} \text{ H} \quad (4.93)$$

4.7.3. Lekkasjeinduktans i toppen av tenn

Det er potensiell differanse mellom tennene som lager en felt forbindelse i luftgapet. Grunnen er opphav av strømkobling i sporene som produserer lekkende fluks av en tenn.

Lekkinduktans i toppen av en tenn kan determineres med henhold til permeansfaktor λ_d .

Figur 4.15 viser en typisk tenn-topp flukslekkasje i område mellom sporåpning [59].



Figur 4.15 Lekkasje fluks på toppen av tennene.

Den lekkende induktansen i toppen av tenn kan determineres som:

$$L_d = \frac{4 \cdot m}{Q} \cdot \mu_0 \cdot l' \cdot \lambda_d \cdot N^2 \quad (4.94)$$

Permeansfaktor for tenn-topp:

$$\lambda_d = \frac{5 \cdot \left(\frac{\delta}{b_1}\right) \cdot k_2}{5 + 4 \cdot \left(\frac{\delta}{b_1}\right)} \quad (4.95)$$

Kalkulasjonsdel av permeansfaktor for tenn-topp i stator er:

$$\lambda_{d_s} = k_2 \cdot \frac{5 \cdot \frac{\delta}{b_{1s}}}{5 + 4 \cdot \frac{\delta}{b_{1s}}} = 0.8747 \cdot \frac{5 \cdot \frac{1.6505 \cdot 10^{-3}}{0.003}}{5 + 4 \cdot \frac{1.6505 \cdot 10^{-3}}{0.003}} = 0.3341$$

Lekkasjeinduktans av tenn-topp i stator blir:

$$L_{d_s} = \frac{\lambda_{d_s} \cdot N_s^2 \cdot l' \cdot \mu_0 \cdot 4 \cdot m}{Q_s} \quad (4.96)$$

$$L_{d_s} = \frac{0.3341 \cdot 42^2 \cdot 0.5332 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 12}{72} = 6.583 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

Permeansfaktor av tenn-topp i rotor:

$$\lambda_{d_r} = k_2 \cdot \frac{5 \cdot \frac{\delta}{b_{1r}}}{5 + 4 \cdot \frac{\delta}{b_{1r}}} = 0.8747 \cdot \frac{5 \cdot \frac{1.6505 \cdot 10^{-3}}{0.003}}{5 + 4 \cdot \frac{1.6505 \cdot 10^{-3}}{0.003}} = 0.3341$$

Lekkinduktans av tenn-topp i rotor er gitt av:

$$L_{d_r} = \mu_o \cdot l' \cdot \lambda_{d_r} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0.5332 \cdot 0.3341 = 2.239 \cdot 10^{-7} \text{ H} \quad (4.97)$$

4.7.4. Lekkasjeinduktans på viklings ende

Definisjonen på viklingens ende referer mot enden til viklingen som monteres utenfor jernparti til sporene. Det er en bue med lekkende fluks rundt viklingens ende, i forhold til strømmen som går i kretsen. Likningen for endevikling sin lekkasjeinduktans er:

$$L_{w_s} = \frac{4 \cdot m \cdot q \cdot \lambda_{w_s} \cdot l_{ev} \cdot N_s^2 \cdot \mu_o}{Q_s} \quad (4.98)$$

Permeansfaktor for endevikling:

$$\lambda_{w_s} = \frac{\lambda_w \cdot \bar{W}_{ev} + \lambda_{l_a} \cdot l_{aksial_{ev}} \cdot 2}{l_{ev}} \quad (4.99)$$

Det er antall vindinger, parallelle grener og geometrien av enden som frembringer mengden av feltlinjer. Permeansfaktorer λ_{l_a} og λ_w legges i formelen fordi endevikling er plassert utenfor jernparti og induktansen er svakere [60]. Dimensjonerings parametere av geometrien til endevikling finnes fra kapittel 4.3.2. Permeansfaktorer er beregnet for en sylindrisk asynkronmotor med kortslutningsrotor og hentes fra anbefalingstabell i bok (*Design of Rotating Electrical Machines*) [61]. Permeans faktor i forhold til den aksielle lengden av viklingen er:

$$\lambda_{l_a} = 0.5$$

Permeansfaktor til vikling som ligger i bredden av sporene:

$$\lambda_w = 0.2$$

Den samlede permeansfaktoren av endeviklingen:

$$\lambda_{w_s} = \frac{0.2 \cdot 0.2704 + 0.5 \cdot 0.03305 \cdot 2}{0.3365} = 0.2589$$

Lekkasjeinduktans av ende vikling:

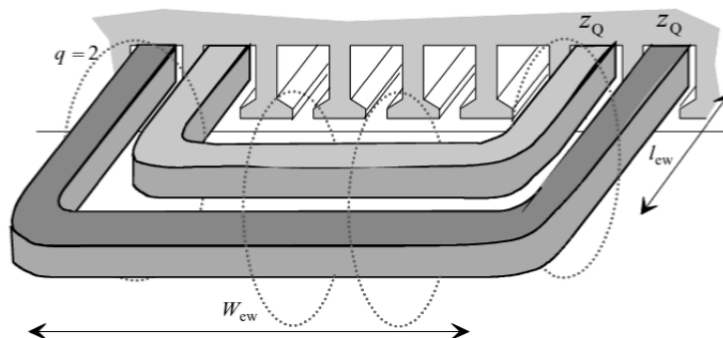
$$L_{w_s} = \frac{12 \cdot 4 \cdot 0.2589 \cdot 0.3365 \cdot 42^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{72} = 1.287 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

Det er også nødvendig om å beregne lekkende induktans av den kortsluttete ringen i rotor.

Formel (4.100) baserer på verdiene utregnet i tidligere kapitler og faktor v . Med flere enn en polpar p i maskinen skal harmonikkfaktor v bli lik 0.18 [62]. Ligningen inneholder blant annet differanse mellom lengde til stav l og ekvivalent lengde av stator l' . I tillegg skal ringens gjennomsnittlige diameter \bar{D}_{ring} , antall faser m , spor i rotoren Q_r og permeabilitet μ_0 settes i utregningen. Lekkinduktans av kortsluttet ring i rotor blir:

$$L_{ring} = \mu_0 \cdot \frac{Q_r}{m \cdot p^2 \cdot 3} \cdot \left[(l - l') + \frac{v \cdot \pi \cdot \bar{D}_{ring}}{2 \cdot p} \right] \quad (4.100)$$

$$L_{ring} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{54}{3 \cdot 3^2 \cdot 3} \cdot \left[(0.53 - 0.5332) + \frac{0.18 \cdot \pi \cdot 0.5245}{2 \cdot 3} \right] = 3.864 \cdot 10^{-8} \text{ H}$$



Figur 4.16 Lekkasjeflukt rundt endevikling som indikeres med den stiplede linjen [63].

4.7.5. Lekkasjeinduktans av skjeve spor i rotor

Kortslutningsrotor bygges med stavene som er forskjøvet med faktor s_{sq} for å redusere influens av permeans harmonikk. På den negative side fører skjeving av stavene til en svak magnetisk kobling mellom viklinger i stator. Hvis fluks fra en statorvikling kobler ikke direkte med skjeve viklinger i rotoren, vil lekkasjen sirkulere i luftgapet. Dette kalles for lekkende fluks i forhold til skjeve viklinger:

$$L_{sq} = L_m \cdot \sigma_{sq} \quad (4.101)$$

Lekkfluks er et resultat av den magnetiserende induktansen multiplisert med lekkasjefaktor. De skjeve stavene i rotoren har en bue lengde s_{sq} som kalkuleres etter Formel (2.51):

$$s_{sq} = \pi \cdot \frac{D_s}{Q_s} = \pi \cdot \frac{0.5474}{72} = 0.0238 \text{ m}$$

Skjeving sin faktor med ν (harmonikk = 1), blir:

$$k_{sq} = \frac{\sin(\nu \cdot \frac{s_{sq}}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2})}{\nu \cdot \frac{s_{sq}}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin(\frac{0.0238}{0.2866} \cdot \frac{\pi}{2})}{\frac{0.0238}{0.2866} \cdot \frac{\pi}{2}}$$

$$k_{sq} = 0.9971$$

Lekkasjefaktor til skjeve spor:

$$\sigma_{sq} = 1 - k_{sq}^2 = 1 - 0.9971^2 = 5.658 \cdot 10^{-3} \quad (4.102)$$

Lekkasjeinduktans i forhold til skjeving av stavene i rotoren:

$$L_{sq} = \sigma_{sq} \cdot L_m = 5.658 \cdot 10^{-3} \cdot 0.0215 = 1.2166 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

4.7.6. Lekkasjeinduktans i stator og rotor

Den totale summen av lekkende induktans i stator er:

$$L_{\sigma_s} = L_{\delta_s} + L_{u_s} + L_{d_s} + L_{q_s} + L_{w_s}$$

$$L_{\sigma_s} = 5.089 \cdot 10^{-5} + 2.825 \cdot 10^{-4} + 6.583 \cdot 10^{-5} + 1.2166 \cdot 10^{-4} + 1.287 \cdot 10^{-4}$$

$$L_{\sigma_s} = 6.52 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

En fullstendig sum av lekkasjeinduktans i rotor inneholder L_{stav} og L_{ring} . Definisjon på lekkasje i stavene er gitt av:

$$L_{stav} = L_{u_r} + L_{d_r} = 9.21 \cdot 10^{-7} + 2.239 \cdot 10^{-7} = 1.145 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (4.103)$$

Den totale summen av lekkende induktans i rotor tar hensyn til antall spor og polpar i rotoren:

$$L_{\sigma_r} = L_{stav} + \frac{L_{ring}}{2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{Q_r}\right)^2} \quad (4.104)$$

$$L_{\sigma_r} = 9.21 \cdot 10^{-7} + 2.239 \cdot 10^{-7} + \frac{3.864 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot \sin\left(\frac{3 \cdot \pi}{54}\right)^2} = 1.788 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Verdiene fra rotor sin side skal refereres mot stator med en referansefaktor ρ_v :

$$\rho_v = \frac{4 \cdot m_s}{Q_r} \cdot \left(\frac{N_s \cdot k_{wv_s}}{k_{sq_{vr}}}\right)^2 = \frac{4 \cdot 3}{54} \cdot \left(\frac{42 \cdot 0.9248}{0.9971}\right)^2 = 337.21 \quad (4.105)$$

Den totale lekkende induktansen i rotor som refereres mot stator er:

$$L'_{\sigma_r} = \rho_v \cdot L_{\sigma_r} + L'_{\delta_r} \quad (4.106)$$

$$L'_{\sigma_r} = 337.21 \cdot 1.788 \cdot 10^{-6} + 2.183 \cdot 10^{-4} = 8.217 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

Det bør merkes om at L'_{δ_r} fra kapitel 4.7.1 legges i Formel (4.106). Luftgapets lekkasjeinduktans av rotor er kalkulasjon mellom magnetiserende induktans L_m og rotorens lekkfaktor σ_{δ_r} .

4.7.7. Skinneffekt

I beregningene for skinneffekt skal resistans k_R og induktansfaktor k_L kalkuleres i forhold til den reduserte ledningen ξ av kortslutningsrotors stav. Geometrien av en stav regnes som en hel leder, derfor:

$$\frac{b_c}{b} = \frac{b_{2r}}{b_{2r}} = 1$$

Høyden til en ledning blir:

$$h_c = h_{2r} + h_{3r} = 0.001 + 0.016 = 0.017 \text{ m}$$

Frekvens i kretsen er 21.5 Hz og spesifikk konduktivitet av aluminium ved 20°C er $37 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$. Uttrykket for ξ kan utregnes med tanke på sacking ($s = 0.0235$) i maskinen. Den reduserte høyden av ledningen blir:

$$\xi_{(s_x)} = (h_{2r} + h_{4r}) \cdot \sqrt{\mu_o \cdot \pi \cdot f \cdot \sigma_{Al} \cdot s \cdot \frac{b_c}{b}}$$

$$\xi_{(0.0235)} = 0.017 \cdot \sqrt{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 37 \cdot 10^6 \cdot 0.0235 \cdot 1}$$

$$\xi_{(0.0235)} = 0.15$$

Resistans sin skinnfaktor:

$$k_{R_x} = \xi_{(S_x)} \cdot \frac{\sinh(2 \cdot \xi_{(S_x)}) + \sin(2 \cdot \xi_{(S_x)})}{\cosh(2 \cdot \xi_{(S_x)}) - \cos(2 \cdot \xi_{(S_x)})}$$

$$k_{R_{(0.0235)}} = 0.15 \cdot \frac{\sinh 0.30 + \sin 0.30}{\cosh 0.30 - \cos 0.30} = 1.00004$$

Induktans sin skinnfaktor:

$$k_{L_x} = \frac{3}{2 \cdot \xi_{(S_x)}} \cdot \frac{\sinh(2 \cdot \xi_{(S_x)}) - \sin(2 \cdot \xi_{(S_x)})}{\cosh(2 \cdot \xi_{(S_x)}) - \cos(2 \cdot \xi_{(S_x)})}$$

$$k_{L_{(0.0235)}} = \frac{3}{0.30} \cdot \frac{\sinh 0.30 - \sin 0.30}{\cosh 0.30 - \cos 0.30} = 0.99998$$

Rotor sin lekkende induktans referert mot stator kan kompenseres med faktoren k_L :

$$L'_{r(x)} = \rho_v \cdot \left(L_{stav} \cdot k_{L(x)} + \frac{L_{ring}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Q_r}\right)^2} \right) \quad (4.107)$$

$$L'_{r(\approx 0.0235)} = 337.21 \cdot \left(1.1145 \cdot 10^{-6} \cdot 0.99998 + \frac{3.864 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot 3}{54}\right)^2} \right) = 6.021 \cdot 10^{-4} \text{ H}$$

Resultatet gir minimalt innvirkning av skinneffekt. Oppløsning tar ikke hensyn til viklingens ende sin innflytelse av skinneffekt, på grunn av nevneverdig endring.

4.7.8. Reaktans

Hovedformel for reaktans er multiplisering mellom vinkelfrekvens og induktans:

$$X = \omega \cdot L \quad (4.108)$$

Magnetiserende reaktans:

$$X_m = \omega \cdot L_m = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 0.021537 = 2.9095 \Omega$$

Lekkreaktans i luftgapet med henhold til stator:

$$X_{\delta_s} = \omega \cdot L_{\delta_s} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 5.089 \cdot 10^{-5} = 6.874 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Lekkreaktans i luftgapet av rotor som refereres mot stator:

$$X'_{\delta_r} = \omega \cdot L'_{\delta_r} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 2.183 \cdot 10^{-4} = 0.02948 \Omega$$

Lekkreaktans av sporene i stator:

$$X_{u_s} = \omega \cdot L_{u_s} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 2.825 \cdot 10^{-4} = 0.03816 \Omega$$

Lekkreaktans av spor i rotor:

$$X_{u_r} = \omega \cdot L_{u_r} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 9.21 \cdot 10^{-7} = 0.0001245 \Omega$$

Lekkreaktans av tenn-topp i stator:

$$X_{d_s} = \omega \cdot L_{d_s} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 6.583 \cdot 10^{-5} = 8.892 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Lekkreaktans av tenn-topp i rotor:

$$X_{d_r} = \omega \cdot L_{d_r} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 2.239 \cdot 10^{-7} = 3.024 \cdot 10^{-5} \Omega$$

Lekkreaktans av ende vikling:

$$X_{w_s} = \omega \cdot L_{w_s} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 1.287 \cdot 10^{-4} = 0.0173 \Omega$$

Lekkreaktans av kortsluttet ring i rotoren:

$$X_{ring} = \omega \cdot L_{ring} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 3.864 \cdot 10^{-8} = 5.22 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Lekkreaktans av skjeve spor i rotoren:

$$X_{q_s} = \omega \cdot L_{q_s} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 1.2166 \cdot 10^{-4} = 0.0164 \Omega$$

Total lekkasje av reaktans i rotor som refereres mot rotor:

$$X'_{r(0.0235)} = \omega \cdot L'_{r(0.0235)} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 6.021 \cdot 10^{-4} = 0.08134 \Omega$$

Total lekkreaktans i stator:

$$X_{\sigma_s} = \omega \cdot L_{\sigma_s} = 2 \cdot \pi \cdot 21.5 \cdot 6.52 \cdot 10^{-4} = 0.088077 \Omega$$

4.7.9. Resistans

For at man skal beregne resistive tap i henhold til en vekselstrøms motor, skal DC resistans multipliseres med skinnfaktor k_R . Differanse forholdet k_r er lavere ved mindre sacking.

Forholdet mellom en vekselstrøms og likestrøms resistans er:

$$k_r = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{R_s}{\frac{l_c}{\sigma_{Cu} \cdot S_{cs} \cdot a}} \quad (4.109)$$

Resistans i stator ved henhold til AC-verdi:

$$R_s = R_{AC} = k_{r(x)} \cdot \frac{l_c}{\sigma_{Cu} \cdot S_{cs} \cdot a} \quad (4.110)$$

$$R_s = 1.00004 \cdot \frac{72.784}{56 \cdot 10^6 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 4} = 0.027078 \Omega$$

Resistans i rotorstav:

$$R_{stav} = k_{r(x)} \cdot \frac{l}{\sigma_{Al} \cdot S_{stav}} \quad (4.111)$$

$$R_{stav} = 1.00004 \cdot \frac{0.53}{37 \cdot 10^6 \cdot 233 \cdot 10^{-6}} = 6.1453 \cdot 10^{-5} \Omega$$

Resistans i ring av rotor:

$$R_{ring} = k_{r(x)} \cdot \frac{l_{ring}}{S_{ring} \cdot \sigma_{Al}} \quad (4.112)$$

$$R_{ring} = 1.00004 \cdot \frac{0.03050}{464.77 \cdot 10^{-6} \cdot 37 \cdot 10^6} = 1.7743 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Resistans i rotor:

$$R_r = \frac{R_{ring}}{2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{Q_r}\right)^2} + R_{stav} \quad (4.113)$$

$$R_r = \frac{1.7743 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \sin\left(\frac{3 \cdot \pi}{54}\right)^2} + 6.1453 \cdot 10^{-5} = 9.0848 \cdot 10^{-5} \Omega$$

For å regne ut resistans i rotor referert mot stator skal referansefaktor ρ_v fra Formel (4.105) legges til:

$$R'_r = R_r \cdot \rho_v = 9.0848 \cdot 10^{-5} \cdot 337.21 = 0.030634 \Omega \quad (4.114)$$

Resistans i kjernen beregnes etter Formel (2.72) med indusert spennings verdi satt tidligere i kapittel 4.1 og jern taps effekt fra kapittel 4.8:

$$R_{Fe} = R_m = \frac{3 \cdot E_m^2}{P_{Fe}} = \frac{3 \cdot 325.62^2}{1199} = 265.3 \Omega$$

4.7.10. Impedans i kretsen

Impedans i stator:

$$Z_s = R_s + jX_{\sigma_s} = 0.027078 + 0.088077j \Omega \quad (4.115)$$

Impedans i rotor:

$$Z'_{r(x)} = \frac{R'_{r(x)}}{s(x)} + jX'_{r(x)} = \frac{0.030634}{0.0235} + 0.08134j \quad (4.116)$$

$$Z'_{r(0.0235)} = 1.3035 + 0.08134j \Omega$$

Impedans i magnetiserings krets:

$$Z_m = \frac{R_m \cdot jX_m}{R_m + jX_m} = \frac{265.3 \cdot 2.9095j}{265.3 + 2.9095j} = 0.0316 + 2.9091j \Omega \quad (4.117)$$

Total impedans i motoren:

$$Z_{total(x)} = Z_s + \frac{Z_m \cdot Z'_{r(x)}}{Z_m + Z'_{r(x)}} \quad (4.118)$$

$$Z_{Total(0.0235)} = 0.027078 + 0.088077j + \frac{(0.0316 + 2.9091j) \cdot (1.3035 + 0.08134j)}{0.0316 + 2.9091j + 1.3035 + 0.08134j}$$

$$Z_{Total(0.0235)} = 1.0604 + 0.6152j \Omega$$

4.7.11. Strømfordeling

Stator strøm:

$$I_{s(x)} = \frac{U_f}{Z_{total(x)}} = \frac{346.41}{1.0604 + 0.6152j} = 244.4 - 141.78j \text{ A} \quad (4.119)$$

Absolutt verdi av stator strøm:

$$|I_s| = \sqrt{244.4^2 + 141.78^2} = 282.55 \text{ A}$$

Vinkel av stator strøm:

$$\angle I_s = -30.11^\circ$$

Luft-gap spenning:

$$E_m = U_f - I_s \cdot Z_s \quad (4.120)$$

$$E_m = 346.41 - ((244.4 - 141.78j) \cdot (0.027078 + 0.088077j)) = 327.3 - 17.68j \text{ V}$$

Absolutt verdi av indusert spenning i luftgapet:

$$|E_m| = \sqrt{327.3^2 + 17.68^2} = 327.77 \text{ V}$$

Vinkel av indusert spenning i luftgapet:

$$\angle E_m = -3.09^\circ$$

Rotor strøm:

$$I'_r = I_s \cdot \frac{Z_m}{Z_m + Z'_r} \quad (4.121)$$

$$I'_r = 244.4 - 141.78j \cdot \frac{0.0316 + 2.9091j}{(0.0316 + 2.9091j) + (1.3035 + 0.08134j)} = 251 \angle -6.68^\circ \text{ A}$$

Det er ønskelig at strømmen og indusert spenning fra utregningen ovenfor overholder ikke stor differanse i forhold til tidligere verdier. I kapittel 4.1 ble strømmen satt til $I_s = 264.23 \angle -23.07^\circ \text{ A}$ og indusert spenning er $E_m = 325.62 \text{ V}$. Det er skille mellom strømmene med potensial til forbedring, men differansen er ikke stort nok for å ikke akseptere den nøyaktige summen av strømmen $I_s = 282.55 \angle -30.11^\circ$. Det er viktigere for å holde indusert spenning $E_m = 327.77 \text{ V}$ nærm til verdien som er satt i starten.

4.8. Effektforhold

Effekt fra nettet:

$$P_{1(x)} = \sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_{s(x)} \cdot \cos \varphi \quad (4.122)$$

$$P_{1(0.0235)} = \sqrt{3} \cdot 600 \cdot 282.55 \cdot 0.865 = 254\,013 \text{ W}$$

Kobbertap i stator utregnes etter Formel (2.71):

$$P_{Cu_s} = m \cdot R_s \cdot (|I_{s(x)}|)^2$$

$$P_{Cu_s} = 3 \cdot 0.027078 \cdot 282.55^2 = 6\,485 \text{ W}$$

Effekttap av tenn og åk i statorkjernen er definert som jerntap. Dette kalkuleres med korreksjonsfaktor k_{Fe} , flukstetthet \hat{B} , frekvens f og tap av materialet per masse P_{15} . Det er elektrisk ståltipe i kjernen som definerer effekttap til materialet. Denne verdien hentes fra Figur 3.1 som er definert i forhold til 50 Hz og $\hat{B} = 1.5 \text{ T}$:

$$P_{15} = 2.38 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$$

Dette avrundes til $P_{15} = 4 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$ for å ha eventuell marginal differanse. Jerntap sin koeffisient av tenn i stator er satt som et erfaringstall [64]:

$$k_{Fed} = 1.8$$

Denne korreksjonen er forårsaket av permeans harmonikk ved rotasjonen mellom tennene i stator og rotor. Kjennskapet til vekten av aktuelt område av kjernen skal kalkuleres. Vekten til tennene beregnes med høyde h_{cs} , kjernes lengde l og bredden b_{ds1} som multipliseres med materialets tetthet. Bredden til en tenn regnes som en konstant verdi, selv om dimensjonen er litt bredere ved b_{ds2} . Vekten til tennene som gir opphav til effekttap er:

$$m_{tenntap} = k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot Q_s \cdot b_{ds} \cdot h_{cs} \cdot l \quad (4.123)$$

$$m_{tenntap} = 0.95 \cdot 7\,600 \cdot 72 \cdot 0.01166 \cdot 0.0267 \cdot 0.53 = 85.7 \text{ kg}$$

Jerntap i kjernen av tenn ved bruk av Formel (2.73):

$$P_{Fe_{tenns}} = k_{Fed} \cdot P_{15} \cdot \left[\left(\frac{\hat{B}_{tenns}}{1.5} \right)^2 \cdot m_{tenntap} \right] \cdot \left(\frac{f}{50} \right)^{1.5}$$

$$P_{Fe_{tenns}} = 1.8 \cdot 4 \cdot \left[\left(\frac{1.8}{1.5} \right)^2 \cdot 85.77 \right] \cdot \left(\frac{21.5}{50} \right)^{1.5} = 250.74 \text{ W}$$

Jerntap av stator åk følger samme rutine som beregningene ovenfor. Koeffisient til jerntap av åk i stator er gitt:

$$k_{Fey} = 1.6$$

Vekten til åk-kjernen tar hensyn til halvering av den magnetiske fluksen. Denne avgjørelsen kompensere det reelle volumet av åk-kjernen med en åk-høyde $h_{\text{åks}}$. Kalkulasjon av dette er kun gjeldende for beregning av jerntap, og anses ikke som virkelige tall. Det nye volumet i forhold til magnetisk krets i stator blir:

$$V_{\text{åktap}} = l \cdot \pi \cdot \left[\left(\frac{D_{Total}}{2} \right)^2 - \left(\frac{D_{Total}}{2} - h_{\text{åks}} \right)^2 \right] \quad (4.124)$$

$$V_{\text{åktap}} = 0.53 \cdot \pi \cdot \left[\left(\frac{0.718}{2} \right)^2 - \left(\frac{0.718}{2} - 0.0511 \right)^2 \right] = 0.0567 \text{ m}^3$$

Korrigerer av den reelle massen til åk i stator fører til mindre vekt:

$$m_{\text{åktap}} = V_{\text{åks}} \cdot k_{Fes} \cdot \rho_{Fes} = 0.056 \cdot 0.95 \cdot 7\,600 = 409 \text{ kg} \quad (4.125)$$

Jerntap i åk av stator er:

$$P_{Fe_{\text{åks}}} = k_{Fey} \cdot P_{15} \cdot \left[\left(\frac{\hat{B}_{\text{åks}}}{1.5} \right)^2 \cdot m_{\text{åktap}} \right] \cdot \left(\frac{f}{50} \right)^{1.5}$$

$$P_{Fe_{\text{åks}}} = 1.6 \cdot 4 \cdot \left[\left(\frac{1.7}{1.5} \right)^2 \cdot 409 \right] \cdot \left(\frac{21.5}{50} \right)^{1.5} = 948 \text{ W}$$

Total jerntap er summen av tap i tenn og åk i stator:

$$P_{Fe_s} = P_{Fe_{tenns}} + P_{Fe_{åks}} = 250.74 + 948 = 1\,199\text{ W}$$

Eksakt jerntap med hensyn på sakking blir:

$$P_{Fe_{s(x)}} = m \cdot \frac{|E_{m(x)}|^2}{R_{Fe}} = 3 \cdot \frac{327.77^2}{267.73} = 1\,204\text{ W}$$

Luftgapseffekt:

$$P_{12} = P_1 - P_{Cu_s} - P_{Fe_s} = 254\,013 - 6\,485 - 1\,204 = 246\,324\text{ W}$$

Kobbertap i rotor:

$$P_{Cu_{r(x)}} = m \cdot R'_{r(x)} \cdot (|I_{r(x)}|)^2$$

$$P_{Cu_{r(0.0235)}} = 3 \cdot 0.030634 \cdot 251^2 = 5\,790\text{ W}$$

Mekanisk effekt:

$$P_2 = P_{12} - P_{Cu_r} = 246\,324 - 5\,790 = 240\,534\text{ W}$$

Mekaniske tap i motoren finnes ved henhold til overflate sin skjærehastighet v_r til rotoren:

$$v_r = \pi \cdot \frac{D_r \cdot n_{syn}}{60} = \pi \cdot \frac{0.5441 \cdot 430.2}{60} = 12.25\text{ m/s}$$

Eksperimentalfaktor for vind og lager som bidrar til mekaniske tap settes til:

$$k_p = 11$$

Mekaniske tap er:

$$P_{\rho} = k_{\rho} \cdot D_r \cdot (l + 0.6 \cdot \tau_p) \cdot v_r^2$$

$$P_{\rho} = 11 \cdot 0.5441 \cdot (0.53 + 0.6 \cdot 0.2866) \cdot 12.25^2 = 630.5 \text{ W}$$

Tapet kan variere i forhold til differansen mellom nominell og avgitt turtall. Mekanisk effekt med turtall transformasjon blir:

$$P_{mek(x)} = P_{\rho} \cdot \left(\frac{n(x)}{n_{syn}} \right)^3 = 630.5 \cdot \left(\frac{420}{430.2} \right)^3 = 587.1 \text{ W} \quad (4.126)$$

Utgang effekt ligger i kravspesifikasjonens område, det vil si ≈ 240 kW. Følgende utregninger er gjort:

$$P_{(0.0235)} = P_2 - P_{mek(0.0235)} = 240\,534 - 587.1 = 239\,947 \text{ W}$$

Alternativ formel:

$$P_{(x)} = m \cdot I_r^2 \cdot \frac{1 - s(x)}{s(x)} \cdot R_r - P_{mek}. \quad (4.127)$$

$$P_{(0.0235)} = 3 \cdot 251^2 \cdot \frac{1 - 0.0235}{0.0235} \cdot 0.030634 - 587.1 = 240\,001 \text{ W}$$

Totale tap i maskinen uten ytterligere tap:

$$P_{tap} = P_{Cu_s} + P_{Cu_r} + P_{Fes} + P_{mek} \quad (4.128)$$

$$P_{tap} = 6\,485 + 5\,790 + 1\,204 + 587 = 14\,066 \text{ W}$$

Tilsynelatende effekt:

$$S = \sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_s = \frac{P_{1(x)}}{\cos \varphi} \quad (4.129)$$

$$S = \sqrt{3} \cdot 600 \cdot 282.55 = 293\,634.5 \text{ VA}$$

$$S = \frac{254\,013}{\cos(-30.11)} = 293\,635 \text{ VA}$$

Reaktiv effekt:

$$Q = \sqrt{S^2 - P_{1(x)}^2} \quad (4.130)$$

$$Q = \sqrt{293\,634.5^2 - 254\,013^2} = 147\,304.6 \text{ VAR}$$

Alternativt regnestykke av reaktiv effekt:

$$Q = \sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_{S(x)} \cdot \sin \varphi \quad (4.131)$$

$$Q = \sqrt{3} \cdot 600 \cdot 282.55 \cdot \sin(-30.11) = -147\,305 \text{ VAR}$$

I neste del er effekt forhold med ekstra ytterligere tap utregnet:

$$P_{Add} = 3 \cdot |I_{S(x)}| \cdot U_f \cdot \cos \varphi \cdot \%_{Add}$$

$$P_{Add_{min}} = 3 \cdot 282.55 \cdot 346.41 \cdot 0.865 \cdot 0.3\% = 762 \text{ W}$$

$$P_{Add_{max}} = 3 \cdot 282.55 \cdot 346.41 \cdot 0.865 \cdot 2\% = 5\,079 \text{ W}$$

Gjennomsnittet av ytterligere tap:

$$\bar{P}_{Add} = \frac{P_{Add_{min}} + P_{Add_{max}}}{2} = \frac{762 + 5\,079}{2} = 2\,920 \text{ W}$$

Luftgapseffekt med ekstra påslag av tap-effekt blir:

$$P'_{12} = P_1 - P_{Cu_s} - P_{Fe_s} - \bar{P}_{Add}$$

$$P'_{12} = 254\,013 - 6\,485 - 1\,204 - 2\,920.5 = 243\,403 \text{ W}$$

Mekanisk effekt:

$$P'_2 = P_{12} - P_{Cu_r} = 243\,403 - 5\,790 = 237\,613 \text{ W}$$

Utgang effekt:

$$P'_{(x)} = P_2 - P_{mek(x)} = 237\,613 - 587.1 = 237\,026 \text{ W}$$

Totale tap i maskinen med ytterligere tap:

$$P'_{tap} = P_{Cu_s} + P_{Cu_r} + P_{Fe} + P_{mek} + \bar{P}_{add}$$

$$P'_{tap} = 6\,485 + 5\,790 + 1\,204 + 587 + \frac{762 + 5\,079}{2} = 16\,986 \text{ W}$$

Ytterligere påslag av tap fører til at utgang effekt $P'_{(0.0235)} = 237\,613 \text{ W}$. For å opprettholde kravet om $P = 240 \text{ kW}$ bør sakking verdi justeres litt opp.

5. Karakteristikk av asynkronmotor

Dette kapitlet er en dimensjonerings kontinuasjon av motoren, men kan betraktes som et resultat av tidligere beregninger.

5.1. Dreiemoment

Utviklet moment i luftgapet:

$$T = \frac{P_{12}}{\omega_1} = \frac{246\,324}{2\pi \cdot \frac{430}{60}} = 5\,470 \text{ Nm} \quad (5.1)$$

Friksjon moment:

$$T_{FR} = \frac{P_{mek}}{2\pi \cdot \frac{f}{p}} = \frac{587.1}{2\pi \cdot \frac{21.5}{3}} = 13 \text{ Nm} \quad (5.2)$$

Avgitt moment:

$$T_{AVG} = T - T_{FR} = 5\,470 - 13 = 5\,457 \text{ Nm} \quad (5.3)$$

Maksimalt moment:

$$T_{MAX} = \frac{3 \cdot U_f^2}{\omega_1} \cdot \frac{1}{2 \cdot (R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_{\sigma_s} + X'_r)^2})} \quad (5.4)$$

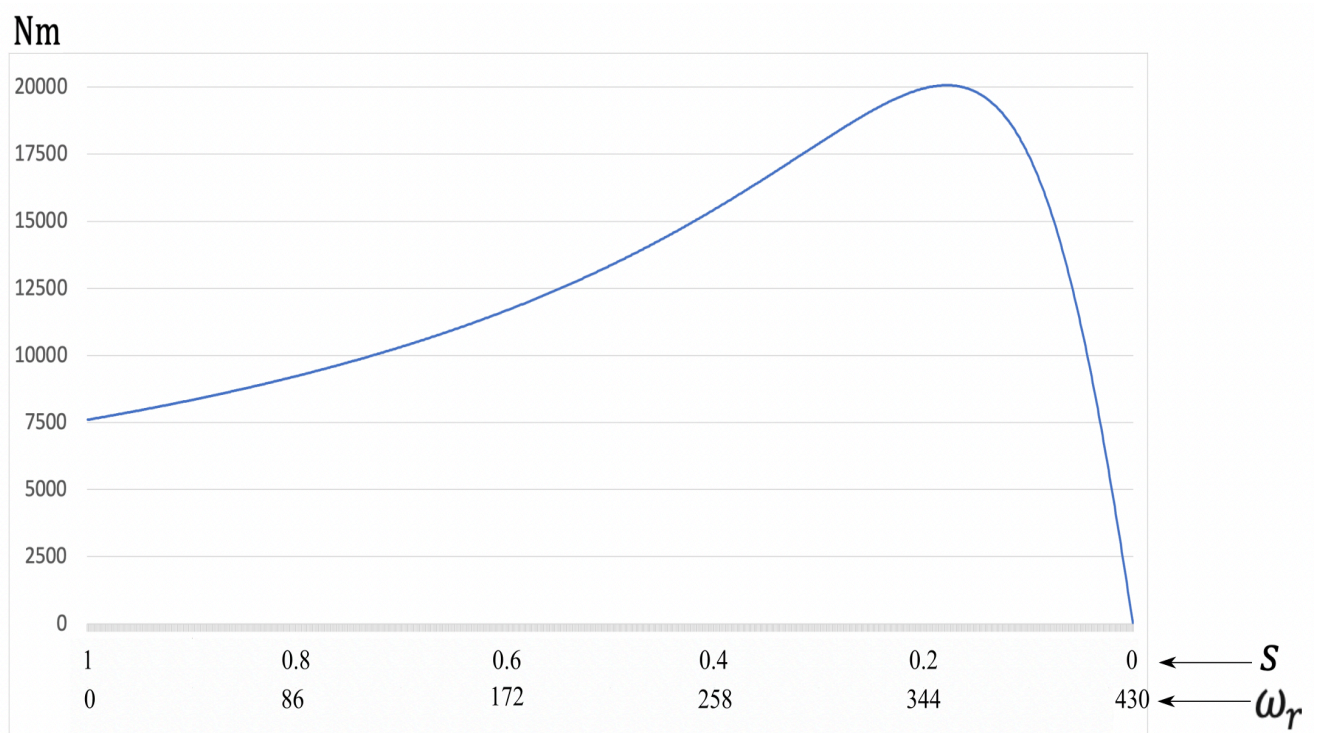
$$T_{MAX} = \frac{3 \cdot 346.4^2}{2\pi \cdot \frac{430}{60}} \cdot \frac{1}{2 \cdot (0.027078 + \sqrt{0.027078^2 + 0.1699^2})} = 20\,075 \text{ Nm}$$

Start moment:

$$T_{Start} = \frac{3 \cdot U_f^2}{\omega_1} \cdot \frac{R'_r}{(R_s + R'_r)^2 + (X_{\sigma_s} + X'_r)^2} \quad (5.5)$$

$$T_{Start} = \frac{3 \cdot 346.4^2}{2\pi \cdot \frac{430}{60}} \cdot \frac{0.030634}{(0.027078 + 0.030634)^2 + 0.1699^2} = 7\,607 \text{ Nm}$$

Figur 5.1 viser moment og hastighetskarakteristikk med henhold til slip-frekvens fra kontrollanlegg.



Figur 5.1 Karakteristikk av dreiemoment i forhold til sakking og frekvens av rotor.

Forholdet mellom maksimum og nominelt moment:

$$\frac{T_{MAX}}{T_N} = \frac{20\,075}{5\,457} = 3.68$$

Forholdet mellom start og nominelt moment:

$$\frac{T_{Start}}{T_N} = \frac{7\,607}{5\,457} = 1.39$$

I praksis brukes et kontrollanlegg med frekvensomformer for å eventuell redusere eller øke effekten av høy strøm eller for lavt moment. Denne motoren har en relativ god start moment som er i stand å starte motoren på egen hånd. I tillegg er motoren godt dimensjonert med henhold til belastning og akselerer fort oppover. Forholdet mellom maksimum og nominelt moment er stor. Motoren klarer å akselerere opp til en turtallshastighet $\omega_r \approx 125$ rpm, ved $T \approx 10\ 000$ Nm.

5.2. Sakking

Ved å benytte dreiemomentkarakterstikk fra forrige kapittel kan sakking ved forskjellige momenter utregnes. Den nominelle sakkingen ved nominell motordrift er satt til:

$$s_n = 0.0235$$

Maksimalt moment $T_{MAX} = 20\ 075$ har en tilhørende sakking:

$$s_{max} = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + (X\sigma_s + X'_r)^2}} = \frac{0.030634}{\sqrt{0.027078^2 + 0.1699^2}} = 0.178 \quad (5.6)$$

5.3. Turtall

Nominelt turtall av rotor ved merkedrift er:

$$n_n = n_{syn} \cdot (1 - s_n) = 430.2 \cdot (1 - 0.0235) = 420.02 \text{ rpm}$$

Det maksimale dreiemomentet T_{MAX} har en tilsvarende turtalls verdi:

$$n_{max} = n_{syn} \cdot (1 - s_{max}) = 430 \cdot (1 - 0.178) = 353.4 \text{ rpm.}$$

5.4. Startegenskaper

Start strøm:

$$I_{start} = \frac{U_L}{\sqrt{3} \cdot Z_{start}}$$

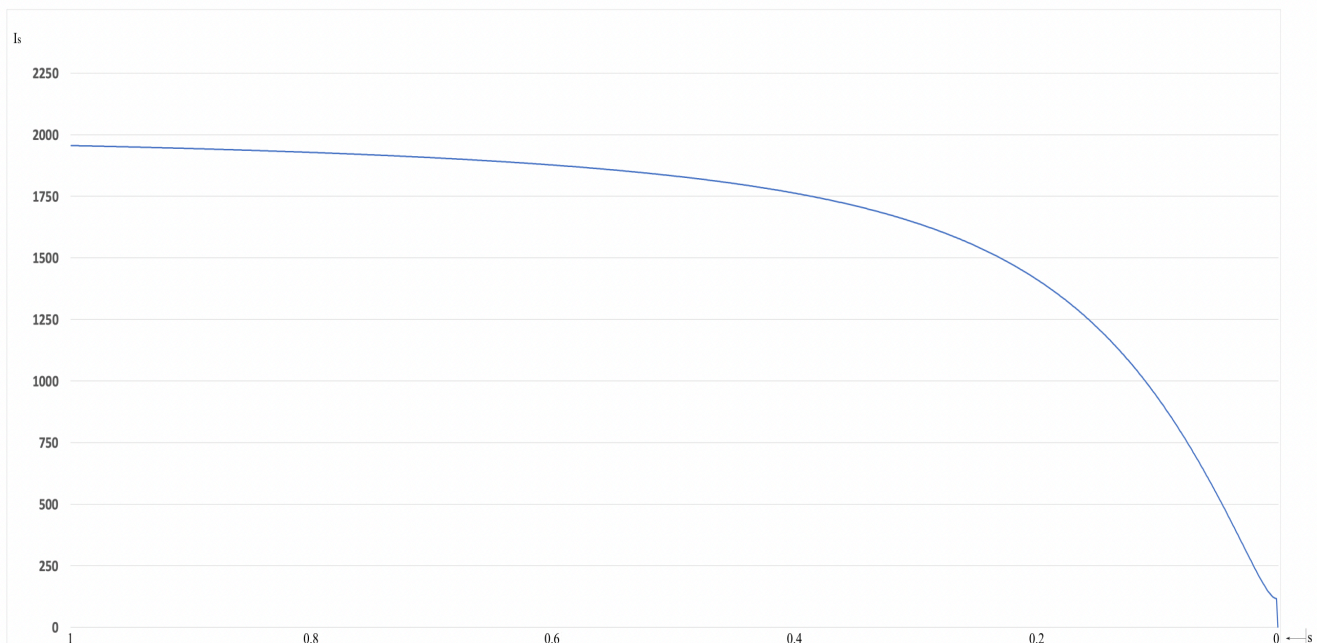
$$I_{start} = \frac{346.41}{(0.027078 + 0.088077j) + \frac{(0.030634 + 0.08188j) \cdot (0.03161 + 2.9091j)}{(0.030634 + 0.08188j) + (0.03161 + 2.9091j)}}$$

$$I_{start} = 1\,955 \angle -71.54^\circ \text{ A}$$

Forholdet mellom start og nominell strøm:

$$\frac{I_{start}}{I_{S(x)}} = \frac{1\,955}{282.55} = 6.92$$

Motoren trekker høyere strøm i startfasen, noe som fører til lavere virkningsgrad.



Figur 5.2 Karakteristikk av strømmen i stator i forhold til sakking.

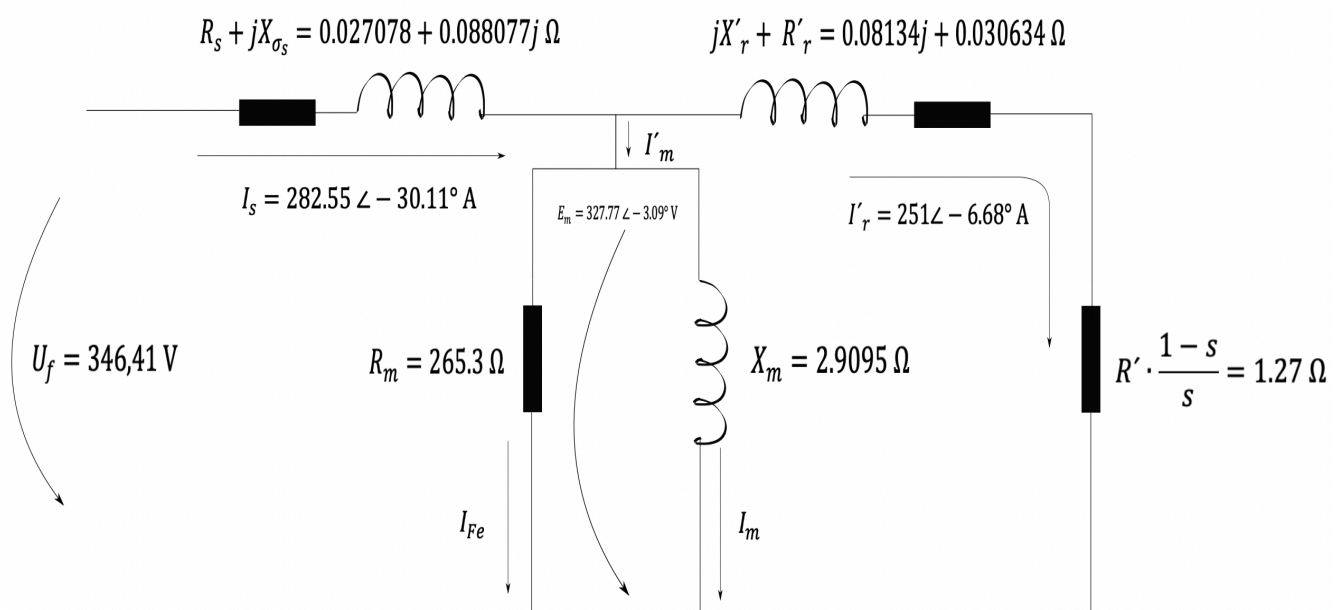
Motorens klemmespenning i startfase er:

$$E_{Start} = U_f - I_{start} \cdot Z_s$$

$$E_{Start} = 346.41 - 1\,955 \angle -71.54^\circ \cdot 0.027078 + 0.088077j = 166.37 \angle -1.48^\circ \text{ V}$$

5.5. Ekvivalentskjema

Figur 5.3 viser magnetisk kobling mellom stator og rotor av den dimensjonerte motoren i en stabil driftstilstand. Denne modellen kan ekvivaleres som en transformator i kortslutning med variabel rotorfrekvens. Det er et per fase system med resistans R_s og lekkende reaktans X_{σ_s} på den primære siden av motoren. Resistans på stator siden er tilnærmet konstant i henhold til sin frekvens og temperatur. Motstander koblet i serie fører til spenningsfall slik at fasespenningen over spole L_{σ_s} faller ned på grunn av kobbertapet i viklingene P_{Cu_s} . Det samme gjelder også for den sekundære siden som representerer rotorvikling med R'_r og lekkende reaktans X'_{σ_r} . I tillegg er rotorstrømmen I'_2 , reaktans X'_r og R'_r referert til stator siden. Den magnetiske motstanden R_m og reaktansen X_m benyttes i modellen og illustrerer resistanstap i henhold til jerntap og magnetisk induktans.



Figur 5.3 Ekvivalentskjema av motoren.

Magnetisk krets har egen tilsvarende strøms verdi I_m på den parallelle kretsen over luftgapets spenning E_m , men bør betraktes som $I'_m \approx I_m$. Grunnen er at strømmen over jernets resistans I_{Fe} er veldig lav:

$$I_{Fe} = \frac{E_m}{R_m} = \frac{327.77 \angle -3.09^\circ}{265.3} = 1.23 \angle -3.09^\circ \text{ A} \quad (5.7)$$

Tegningen representeres med motstand $R' \cdot \frac{1-s}{s}$ for å beskrive den elektromagnetiske effekten produsert av maskin i henhold til sakking. En del av denne effekten er absorbert som friksjon og mekanisk tap.

5.6. Viserdiagram

Karakteristikken av motoren kan også representeres med enkel viserdiagram som vises i Figur 5.4. Applikasjon viser at spenningsfallet i stator avhenger av impedans Z_s og strøm I_s . Den magnetiske strømmen I_m over luftgapet ligger 90° bak den induerte spenningen E_m :

$$I_m = (I_s - I_r) \angle \delta \quad (5.8)$$

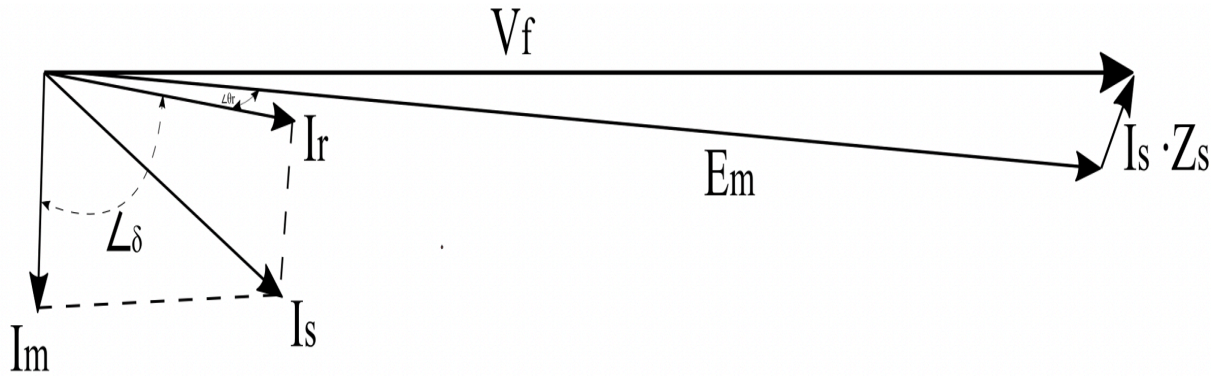
$$I_m = 282.55 \angle -30.11^\circ - 251 \angle -6.68^\circ = 112.65 \angle -92.5^\circ \text{ A}$$

Forholdet mellom $I_m \gg I_{Fe}$ kan bevises her:

$$112.65 \gg 1.23$$

Rotorstrøm I_r ligger bak E_m med en vinkelfaktor θ_r :

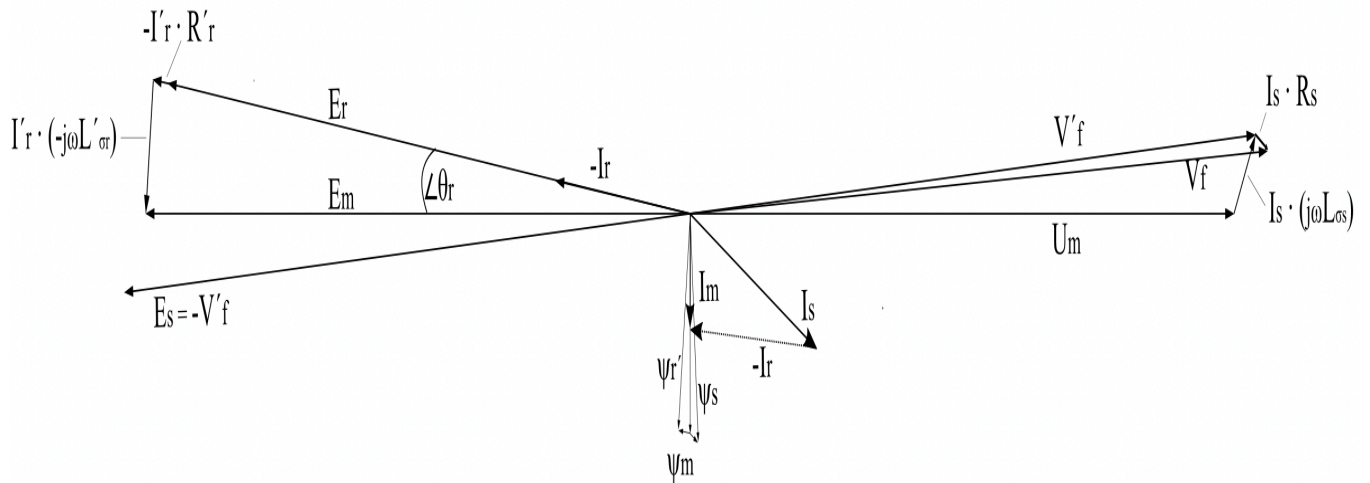
$$\angle \theta_r = \angle \delta - 90^\circ = -92.5 - 90 = -2.5^\circ \quad (5.9)$$



Figur 5.4 Viserdiagram av strøm og spenning.

Mer utfyllende viserdiagram er vist i Figur 5.5. Vinkelen til induisert spenning i luftgapet er justert opp til 0° , det vil si at fasespenning øker til 3.09° . Diagrammet fremvises med henhold til bak – elektromotorisk kraft med utledning av induiserte spenninger som E_s , E_m og E_r . Spenningen over statorens induktans V'_f oppretter flukskobling ψ_s som gir opphav til bak *emf* og induiserer spenning $E_s = -V'_f$. I teorien kan tilkobling av spenning til luftgapet settes som U_m , hvor spenning E_m er induisert over induktans L_m ved flukskobling ψ_m . Luftgapets fluks roterer med relativ synkron fart i henhold til viklingene i stator. Flukskobling i stator er summen av lekkende fluks i stator ψ_{σ_s} og luftgapets flukskobling ψ_m .

Dreiemoment i induksjonsmotor er produsert på grunn av roterende fluks i luftgapet og interaksjon med rotor som induiserer spenning E_r . Kortslutningsrotor har strømførende stavene og ring som kan induisere spenning i en roterende magnetisk felt. Ubelastet rotor som følger synkront frekvens til feltet gir ingen opphav til elektromagnetiskmoment, fordi strømmen og frekvens blir null. Hvis farten til en belastet rotor faller, vil rotasjon av fundamental fluks i luftgapet øke og gi større induksjons spenning i rotor. Grunnen er at rotoren sklir med relativ sakkingsfart ω_{sl} og induktiv reaktans i rotor øker sammen med økning av rotor sin frekvens. Rotorens bevegelse settes i gang ved interaksjon mellom roterende felt i luftgapet og de induiserte rotorstrømmene.



Figur 5.5 Viserdiagram av maskinens parametere.

Figur 5.6 viser en viserdiagram med strøm og flukskobling i maskinen. Beregningene av flukskobling tar henhold til $\angle \hat{\psi}_m = -92.5^\circ$. Flukskobling i luftgapet er:

$$\hat{\psi}_m = \sqrt{2} \cdot I_m \cdot L_m \quad (5.10)$$

$$\hat{\psi}_m = \sqrt{2} \cdot 112.65 \cdot 0.0215 = 3.425 \text{ Wb} - t$$

Alternativ formel for $\hat{\psi}_m$:

$$\hat{\psi}_m = \hat{\phi}_m \cdot N_s \cdot k_w = 0.0876 \cdot 42 \cdot 0.9248 = 3.40 \text{ Wb} - t \quad (5.11)$$

Flukskobling i stator er:

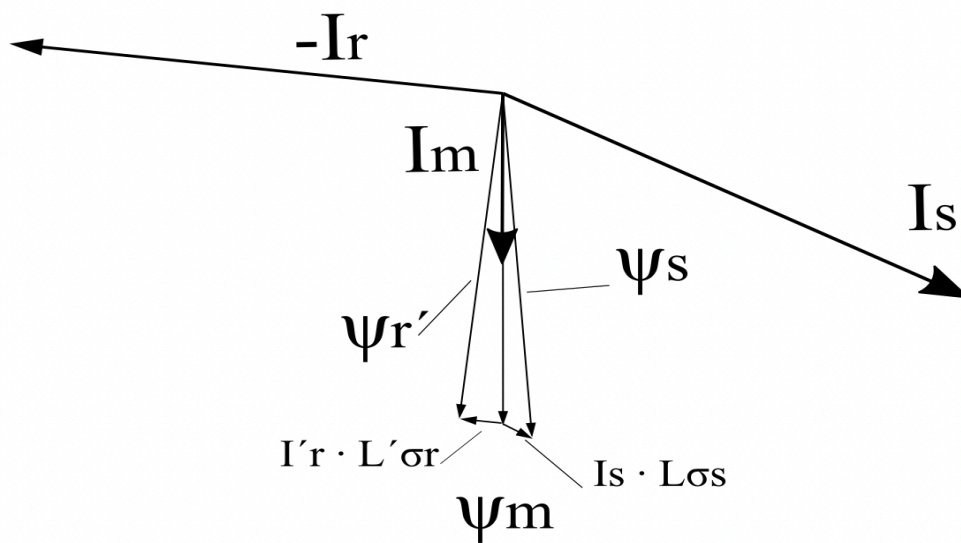
$$\hat{\psi}_s = \hat{\psi}_m + \hat{\psi}_{\sigma_s} = \hat{\psi}_m + L_{\sigma_s} \cdot I_s \quad (5.12)$$

$$\hat{\psi}_s = 3.425 \angle -92.5^\circ + 6.52 \cdot 10^{-4} \cdot 282.55 \angle -30.11^\circ = 3.51 \angle -89.8^\circ \text{ Wb} - t$$

Summen av lekkasjeflukt $\hat{\psi}'_{\sigma_r}$ som trekkes fra $\hat{\psi}_m$ er flukskobling i rotor:

$$\hat{\psi}'_r = \hat{\psi}_m - \hat{\psi}'_{\sigma_r} = \hat{\psi}_m - L'_r \cdot I_r \quad (5.13)$$

$$\hat{\psi}'_r = 3.425 \angle -92.5^\circ - 6.021 \cdot 10^{-4} \cdot 251 \angle -6.68^\circ = 3.41 \angle -95^\circ$$



Figur 5.6 Viserdiagram av flukskobling og strøm.

5.7 Virkningsgrad

I startfasen ble motorens virkningsgrads kravet satt til $\eta > 0.88$. Virkningsgrad uten et ekstra påslag av ytterligere tap er:

$$\eta_{(x)} = \frac{P_{(x)}}{P_{tap} + P_{(x)}}$$

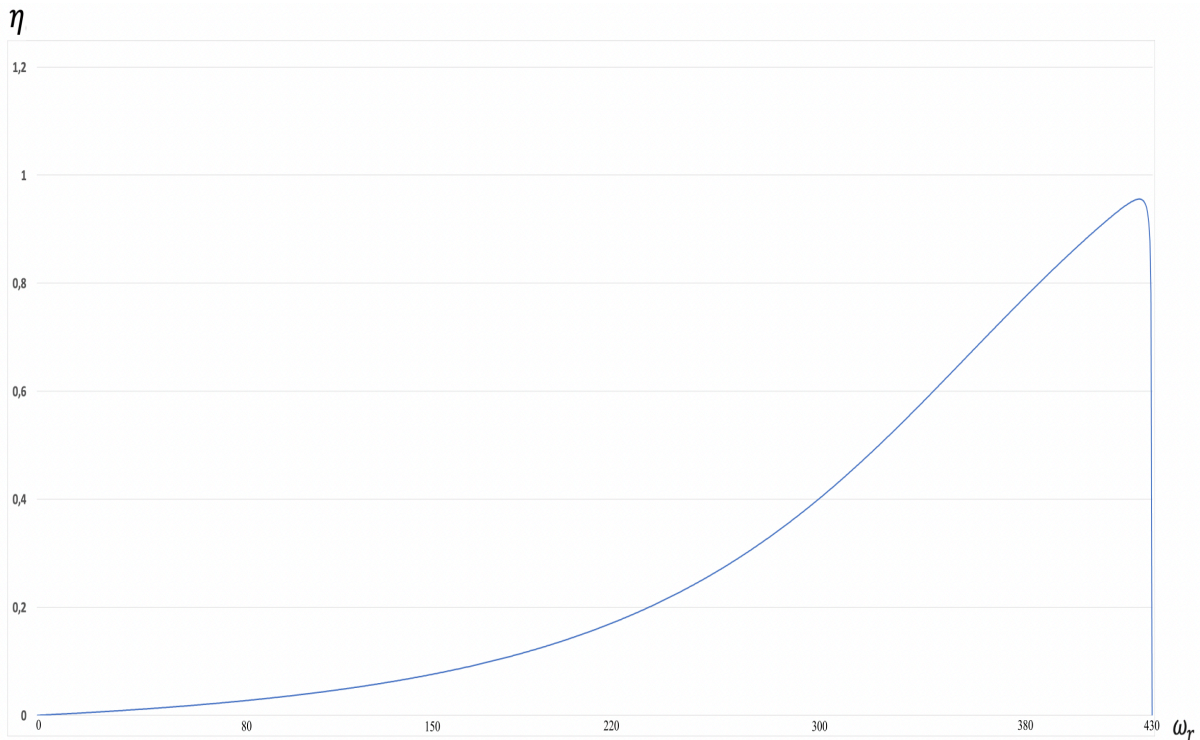
$$\eta_{(0.0235)} = \frac{240\ 001}{14\ 066 + 240\ 001} = 0.944 \approx 94.4\ %$$

Virkningsgrad med gjennomsnittet av ytterlige tap:

$$\eta'_{(x)} = \frac{P'_{(x)}}{P'_{tap} + P'_{(x)}}$$

$$\eta'_{(0.0235)} = \frac{237\ 026}{16\ 986 + 237\ 026} = 0.9331 \approx 93.3\ %$$

I praksis kan effektivitet fremdeles avta noe prosent nedover, men differansen i forholdet mellom startkravet og kalkulasjonen viser at motoren har likevel en god virkningsgrad. Figur 5.7 viser effektivitetsgraf for virkningsgrad i dimensjonerende induksjons motor.



Figur 5.7 Karakteristikk av virkningsgrad i forhold til frekvens av rotor.

5.8 Effektfaktor

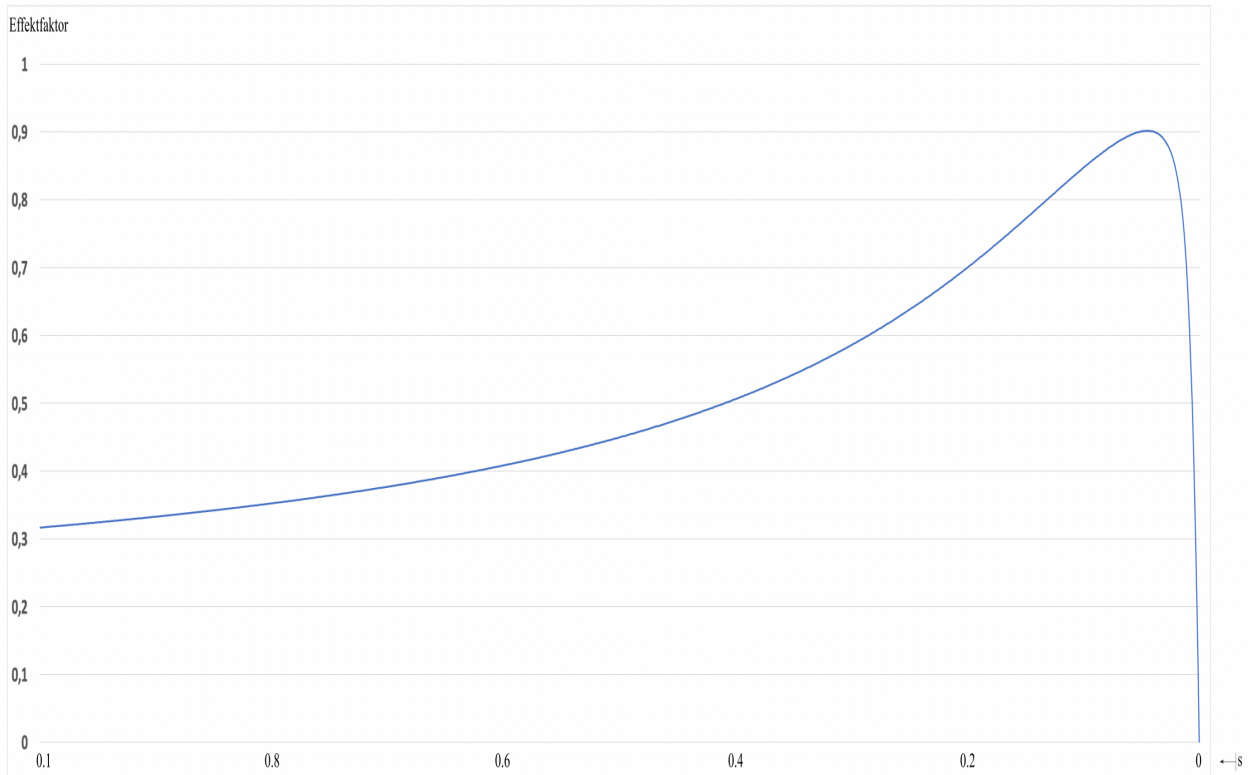
Videre skulle effektfaktor settes til $\cos \varphi > 0.86$. Analyser relatert til motorens effekt og strøm viser at kravet er oppfylt med en små margin. Formel relasjonen under viser en effektfaktor både for med og uten ytterligere påslag av tap. Grunnen er at virkningsgrad og avgitt effekt er proporsjonal med hverandre, og differansen er for smått til å ha større utslag av effektfaktor. Kalkulasjonen er:

$$\cos \varphi = \frac{P_{(x)}}{I_{s(x)} \cdot \eta_{(x)} \cdot 3 \cdot U_f}$$

$$\cos \varphi = \frac{240\,001}{282.55 \cdot 0.944 \cdot 3 \cdot 346.41} = 0.8658 \approx 86.6 \%$$

Eventuell sjekk-utregning:

$$\cos \varphi = \frac{\operatorname{Re}(I_{s(x)})}{|I_s|} = \frac{244.4}{282.55} = 0.8651 \approx 86.5 \%$$



Figur 5.8 Karakteristikk av effektfaktor i forhold til sakking.

6. Diskusjon

I den første fasen av prosjekteringen er grunnleggende verdier satt fritt og videreført til neste kalkulasjonstrinnene. Verdiene som er satt i starten skal i utgangspunktet stemme med verifikasjonsverdier på slutten av kapitlet. Utfordringen knyttet til verifisering av ønskede spesifikasjoner og grunnleggende data ble å finne den beste løsningen. Gjennomføring baserer på erfaringstall som knyttes til typen av motoren og konstruksjon. Avgjørende dimensjonering i rapporten er kjernelengde, diametere og sporene i stator og rotor. Disse elementene spiller stor rolle i videre bearbeiding av tallene i verifiseringstall av den magnetiske kretsen. En betydelig del av oppgaven handler om magnetisering av maskinen som gir opphav til rotasjon av rotoren.

Resultater i dimensjoneringskapitlet bygger seg på teori fra boken *Design of Rotating Electrical Machines*. Det har vist seg å bli den eneste gode litteraturreferansen knyttet til oppgaven. En annen litteratur henvisning for dimensjonering av motorer er ikke tilgjengelig, noe som er negativt. Samtidig er den anbefalte boken en profesjonell og troverdig kilde med en sterkt faglig oversikt til design av en asynkronmotor. Analysen i rapporten henviser seg til de viktigste og nødvendige spesifikasjonene som motorene dimensjoneres etter. Valgene innebærer den beste løsningen i forhold til produksjonspris, tilgjengelighet og kvalitet til delene i motoren. I tillegg skal vitenskapen stemme med teorien til fysikk, elektro og mekaniske hypoteser. Verifikasjons utregninger viser at avviket i forhold til tallene satt i starten finnes, men har marginalt betydning. Dimensjonering kan tolkes som første utkast av motoren med rom for forbedring, selv om begrunnelsen gir et godt resultat.

Den oppnådde motoren har likevel et rom for videre arbeid. Forskningen består uten henvisning til harmonikken i systemet. Det er uklart i hvilken grad av harmonikk i kretsen påvirker motoren. Redegjøring av harmonikk er en viktig detalj og kan kobles mot kontrollanlegg av motoren. Spesifikasjon av oppgaven inneholdt ingen begrensning knyttet til driftskontroll. Dermed er dette ikke et krav og ble ikke presisert grundigere i rapporten. En av de andre kravene som ikke fremgår i rapporten er mangel på simuleringen i *Comsol*. Dette er et dataprogram som kan nyttes i fremstilling av de magnetiske linjene i motoren. Verktøyet kunne blitt brukt som en verifisering av de magnetiske linjene i kjerne, rotor og stator. Oppgaven viser ikke simuleringsanalyse på grunn av manglende tilgjengelighet av programmet i større del av studieplanen. Lisens til programmet har blitt oppdatert på slutten av andre

semestret til masteroppgaven. Den korte perioden kunne ikke nyttes på grunn av manglende tid for å lære seg programmet.

Den spesifikke besvarelsen i prosjekteringsdel av en asynkronmotor inneholder også en del usikkerhet, her pekes spesielt mot maskinens geometri. Grunnlaget for valget av stavene kommer fra prosjekteringsdel av diametere og lengden til motoren. Det er Formel (4.5) som er en fundamental faktor til bestemmelsen av konstruksjonen. Forholdet mellom ekvivalent kjernelengde og luftgapets diameter ble anbefalt til en verdi som:

$$\chi = \frac{l'}{D} \approx \frac{\pi \cdot \sqrt[3]{p}}{2 \cdot p} \approx 0.7551$$

Som tidligere presentert ble faktoren χ endret til en verdi $\chi = 0.98$. Med dette ble kjernen til motoren forlenget, noe som fører til bredere staver i rotoren. Forlengingsfaktor ble endret for å gi motoren større verdi av magnetisk fluks. Denne har innflytelse på redusering av antall viklinger i motoren, noe som fører til høyere start-dreiemoment og mindre bruk av kobber. Denne formelen har også innflytelse på diameter til rotoren. I utgangspunktet er det ønskelig å holde diametere lavt slikt at lineær strømbelastning \hat{A} og skjærspenning $\sigma_{F_{tan}}$ er høyt. For at motoren skal bli kraftig er disse verdiene spesielt viktig for å opprettholde sine anbefalingsverdier. Maksimumsverdier fra Tabell 3.5 og 3.6 viser at lineær strømbelastning $\hat{A} = 65\,000$ A/m og skjærspenning $\sigma_{F_{tan}} = 33\,000$ Pa. Valget av disse verdiene i rapporten er satt til $\hat{A} = 57\,622$ A/m og $\sigma_{F_{tan}} = 19\,130$ Pa. Det viser seg at skjærspenning er en mediums verdi i forhold til den maksimale anbefalingen. I mange situasjoner er mindre diameter av motor ønskelig, men uaktuell for å opprettholde kravene i denne rapporten. Undersøkelser gjort underveis har vist at motoren bør ha en stor diameter slik at rotoren magnetiseres med en høy flukskobling. Dette er en annen grunn for å forlenge kjernen med en viss lengde. Forholdet mellom diameter og ekvivalent kjernelengde hadde vært større og avviket fra anbefalt verdi $\chi = 0.7551$ hadde vært for stor.

Justering av forlengingsfaktor χ og skjærspenning $\sigma_{F_{tan}}$ i forhold til anbefalte verdier forutsetter usikkerhet rundt disse detaljene. Samtidig viser de matematiske beregningene noe annet, det vil si en bedre dimensjonert maskin. Det bør nevnes at vekten og innerste diameter av maskin øker og kan gi en større prisbæring på produksjonsstedet. Selvsagt gir det også

en solid og kraftig maskin for at driften kan holdes gående i flere år om motoren hadde blitt produsert.

De viktigste kriteriene i starten var å dimensjonere en effektiv induksjonsmotor. Effektivitetsgrense til maskinen var å holde effektfaktor $\cos \varphi > 0.86$ og virkningsgrad $\eta > 0.88$. Dette har altså innflytelse på strømforbruk og tilsynelatende effekt i nettet. Kravet er oppfylt, men effektfaktor kunne vært større. Maskinens turtallkarakteristikk viser at forløpet av dreiemoment i starten er kraftig med $T_{Start} = 7\,607$ Nm. Det maksimale momentet er $T_{MAX} = 20\,075$ og gir en marginal reserve i forhold til lasten som brukes av traktoren. Lastmoment er ikke oppgitt og omtales ikke i oppgaven. Akselerasjon og treghetsmoment på traktoren kan analyseres grundigere, hvis last spesifikasjonene oppgis i videre arbeid.

7. Konklusjon

Induksjonsmotor i rapporten er dimensjonert etter kravene fra problemstillingen i forhold til oppgavens beskrivelse. Prosjektet innleveres med matematiske utregninger, skisse av motorens konstruksjoner og karakteristikk. Resultatene baserer på erfaringstall som rettes mot en asynkronmotor med kortslutningsrotor. Rapporten inneholder også en del teori som presenterer maskinens virkemåte, oppbygging, magnetisk krets og elektriske egenskaper. Design av motoren ble gjennomført ved hjelp av en Excel-kalkulator som ble laget av forfatteren. Utregningene i denne ble gjort for å få automatisk justering av tallene, slik at endring og optimalisering kunne skje lettere. Den beste løsningen ble ført inn i rapporten med en grundig analyse og diskusjon.

Den foreslåtte løsningen baserer på en høy virkningsgrad og effektfaktor. Disse tallene har en stor betydning for strømmen som flyter i den elektriske kretsen. Beregningsprosess starter med utregning av motorens strøm som avhenger av effektfaktor og virkningsgrad.

Grunnleggende verdier gir en fundamental start slik, at beregningene i neste trinn bygger på dette. Nominelt dreiemoment $T_n = 5\,458\text{ Nm}$ bestemmes med henhold til effekt $P = 240\text{ kW}$ og rotorens turtall $n_r = 420.02\text{ rpm}$. Verdien av n_r bestemmes med henhold til den valgte sakkingsverdien $s = 2.35\%$. Dette defineres også som en viktig grunnleggende verdi som settes i starten av designet. Den siste viktige fastsettelsen er estimering av tangentiell kraft og lineær strømtetthet.

Neste del av oppgaven handler om hoveddimensjonene som motorens kjernelengde, volumet og diameter til rotor. Det viser seg at diameter til rotor er $D_r \approx 0.54\text{ m}$ med en kjernelengde $l = 0.53\text{ m}$. Disse dimensjonene har tilnærmet samme lengde og anvender seg mot større forholds verdi som $\chi \approx 0.98$, enn den anbefalte verdien av forholdet lik $\chi \approx 0.75$. Dette vil si at kjernelengden er forlenget og fører til redusering av diameter til motoren. Luftgapet mellom stator og rotor er 1.65 mm og inneholder en flukstetthet som $\hat{B}_\delta = 0.83\text{ T}$. Selve fluks i luftgapet er $\hat{\Phi}_m = 0.0876\text{ Wb}$, hvor verdien avhenger av flukstetthet, ekvivalent kjernelengde, metningsfaktor og poldeling. Den siste faktoren finnes i modellerings kapittel av viklingene i stator. De viktige parametere fra dette kapitlet er at antall spor per pol/fase er lik 4. Antall spor i stator er $Q_s = 72$ som gir en god poldeling og vinkel mellom sporene $\alpha_{u_s} = 15^\circ$. Harmonikk av roterende flukskobling reduseres om vinkelen holdes lavt. Resten

av diametere i de forskjellige delene i motoren er løst med hensyn på rotorens diameter, men også med bakgrunn fra dimensjonerings kapittel av sporene og åk. Viklingene i statorens spor er konstruert med forkortingskritt og fire parallelle grener av ledninger. Motoren kobles som en trefase system, hvor antall spolevindinger i en fasevikling er $N_s = 42$. Spor i stator har en rektangulær form som fylles med 14 ledninger med enkelt tverrsnitt på $\approx 12 \text{ mm}^2$. Rotor har samme type spor, men aluminiums stavene er kortsluttet med en endering og sammensmeltes inn i kjernen. Åk-delen i motoren indikerer område hvor de magnetiske linjene strekker seg. Den totale magnetiske spenningen i maskinen er $\hat{U}_{m_{total}} = 1\,798 \text{ A}$. Arbeidet bestod også med beregninger av lekkfluks i spor, tenn, luftgap og viklings ende som trengs for å regne ut reaktans i kretsen. Summen av reaktans og resistans er impedansen i maskinen som ble analysert i forhold til skinneffekt. Parametere av motoren finnes i ekvivalentskjema som fremstiller en fase skjema.

Linjespenning av effektnett er satt i starten til $U_L = 600 \text{ V}$. Verifikasjons beregninger på slutten av prosjekteringsdel viser at strømmen i stator blir $I_s = 282.55 \text{ A}$ og induisert spenning er $E_m = 327.77 \text{ V}$. Effekt som trekkes fra nettet er $254\,013 \text{ W}$, slik at kravet om motorens nominelle effekt $240\,000 \text{ W}$ er oppfylt. Design arbeidet har satt søkelys på at maskinen er effektiv, men også kraftig. Når motoren settes i drift, er dreiemoment regnet ut til $T_{start} = 7\,607 \text{ Nm}$. Det maksimale momentet blir $T_{MAX} = 20\,075 \text{ Nm}$ med forholds verdi mellom nominelt moment er $\frac{T_{MAX}}{T_N} = 3.68$. Den dimensjonerte motoren har effektfaktor $\cos \varphi = 0.865$ og virkningsgrad $\eta \approx 94 \%$.

Referanseliste

- [1] J. Gjerstad, E. Ertresvaag og B. Losnegaard, «Helt elektrisk,» Bodoni Forlag, August 2012, side 17.
- [2] N. P. Cook, «Electronics: A complete course - 2nd ed.,» Pearson Education, 2004, side 259.
- [3] T. L. Floyd, «Principles of electric circuits - 8 edition,» Pearson Education, 2007, side 392.
- [4] Saele, Hanne (Sintef), «Elektriske biler i Norge og potensialet for forbrukerfleksibilitet,» Tilgjengelig fra: <https://blogg.sintef.no/sintefenergy-nb/elektriske-biler-i-norge-og-potensialet-for-forbrukerfleksibilitet/>, Oppdatert: 01.04.2019, Sitert: 09.04.2022.
- [5] DNV.GL, «Elektrifisering av landbruket: En potensialstudie utarbeidet på vegne av Energi Norge og Norges Bondelag,» Tilgjengelig fra: <https://www.bondelaget.no/getfile.php/13976125-1603431197/MMA/Bilder%20NB/Klima/DNV%20GL-rapport.pdf>, Oppdatert: 28.04.2020, Sitert: 09.04.2022.
- [6] Miljødepartementet, «Jordbruksrelaterte klimagassutslipp - Gjennomgang av klimagassregnskapet og vurdering av forbedringer,» Tilgjengelig fra: https://www.regjeringen.no/contentassets/0f1af0ca7efe493e8e48b46b6fba5ffd/rapport-tbu-jordbruk_siste.pdf, Oppdatert: 01.07.2019, Sitert: 09.04.2022.
- [7] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider 153-154.
- [8] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider 173-175.
- [9] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider 177-180.
- [10] S. Bua, M. Dalva og V. O. Thorsen, «Roterende elektriske maskiner,» Universitetsforslaget, 2007, sider: 114-116.
- [11] M. Dalva og V. O. Thorsen, «Elektriske maskiner og omformere,» Gyldendal Norsk Forlag, 2001, sider: 136-140.
- [12] S. Bua, M. Dalva og V. O. Thorsen, «Roterende elektriske maskiner,» Universitetsforlaget, 2007, side 112.
- [13] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider 72-80.
- [14] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 92.
- [15] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider 250-253.
- [16] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 186.
- [17] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of rotating electrical machines,» Wiley, 2009, side 184.
- [18] L. Sivertsen, «Elektriske maskiner,» Fagbokforlaget, 2009, side 11.

- [19] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 196.
- [20] J. Pyrhonen, J. Tapani og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 195.
- [21] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 193.
- [22] L. Sivertsen, «Elektriske maskiner,» Fagbokforlaget, 2019, side 45.
- [23] J. Pyrhonen, J. Tapani og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 197.
- [24] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 187.
- [25] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 188-189.
- [26] J. Pyrhonen, J. Tapani og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider 255-256.
- [27] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, sider: 256-261.
- [28] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 261.
- [29] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 267.
- [30] J. Pyrhonen, J. Tapani og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 225-226.
- [31] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 228.
- [32] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 462.
- [33] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 460.
- [34] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider: 281-282.
- [35] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009.
- [36] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines - 2nd. edition,» Wiley, 2013.
- [37] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Three-phase squirrel cage motor with a two-layer integral slot winding and totally enclosed fan cooling,» i *Design of Rotating Electrical Machines*, Wiley, 2009, Tilgjengelig fra: https://www.wiley.com/legacy/wileychi/pyrhonen_rotating/, (Download Material).
- [38] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 189.
- [39] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider: 284.
- [40] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 284.

- [41] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 99.
- [42] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» 2009, sider 340-343.
- [43] H. motors, «Guide - Cooling systems for electric motors,» Tilgjengelig fra: https://hoyermotors.com/wp-content/uploads/2020/11/Cooling_Guide.pdf. Oppdatert: November 2020. Sitert: November 2021.
- [44] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, side 347.
- [45] Surahammars Bruk AB, «Electrical Steel Non Oriented Fully Processed,» Group of Cogent, Tilgjengelig fra: <https://perso.uclouvain.be/ernest.matagne/ELEC2311/T2006/NOFP.pdf>, Funnet: Desember 2021.
- [46] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design og Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 171-172.
- [47] «Homebuilt Electric Motors,» Privat nettside/blogg, Tilgjengelig fra: <https://www.bavaria-direct.co.za>. Sitert: April.2022.
- [48] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 308.
- [49] L. Sivertsen, «Elektriske maskiner,» Fagbokforlaget, 2019, side 89.
- [50] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side: 159.
- [51] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider: 177-180.
- [52] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, sider: 177-179.
- [53] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 178.
- [54] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 158.
- [55] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 181.
- [56] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 230.
- [57] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 234.
- [58] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, sider: 237-241.
- [59] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 245.
- [60] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 248.
- [61] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 248.

- [62] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 249.
- [63] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 247.
- [64] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2009, side 198.
- [65] J. Pyrhonen, T. Jokinen og V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines,» Wiley, 2009, side 186.

Figur-liste

Figur 2.1 Konstruksjon av induksjon motor med kortslutningsrotor.....	13
Figur 2.2 Halvering av en magnet.....	19
Figur 2.3 Magnetiseringskurve.....	20
Figur 2.4 Magnetiseringskurve for funksjon $B=f(H)$	21
Figur 2.5 Laminerings dimensjoner og fremvisning av virvelstrømmer som indikeres med den stiplede linjen.....	22
Figur 2.6 Forholdet over tilsettings grad av ekstra materiell mot den totale summen av kjernen.....	24
Figur 2.7 Transponering av ledningene for redusering av skinneffekt.....	26
Figur 3.1 Datablad til magnetisk stål M250-50A.....	41
Figur 4.1 Fordeling av viklingene i dobbel lags system med polene rundt seg.....	49
Figur 4.2 Skisse av en spor i stator med initialene på høyde og bredde.....	55
Figur 4.3 Skisse av alle sporene i stator.....	57
Figur 4.4 Skisse av en spor i rotor med initialene på høyde og bredde.....	59
Figur 4.5 Skisse av spor og tenn mellom stator og rotor. Det er åpne og rektangulære spor som benyttes i motoren.....	61
Figur 4.6 Motorens spor og luftgapet.....	62
Figur 4.7 Diametere av forskjellige deler i motoren er vist med initialene på høyde til åkene $h_{\text{å}k}$ og luftgapet δ	64
Figur 4.8 Fullstendig tegning av den dimensjonerte motoren. Innerste kjerne er representert med grå farge for å indikere område som ikke er del av magnetisk del til åk i rotor.....	65
Figur 4.9 Diametere med tidligere utregnede verdier for D_s og D_r	66
Figur 4.10 Fremvisning av graf for å finne c -koeffisient med hensyn på flukstetthet i åk.....	74

Figur 4.11 Eksempel av flukskoblings fordeling i en topolet motor.....	74
Figur 4.12 Fordeling av d og q akse med hensyn på linearitet av den magnetiske feltstyrken i åkene. Symbol τ_p indikerer lengden av podeling for gjeldende område av åk.....	75
Figur 4.13 Fordeling av magnetiske spenninger i forhold til dimensjoneringsverdier.....	77
Figur 4.14 Forskjellige typer av spor med initialene på bredde og høyde.....	81
Figur 4.15 Lekkasje fluks på toppen av tennene.....	83
Figur 4.16 Lekkasje fluks rundt endevikling som indikeres med den stiplede linjen.....	85
Figur 5.1 Karakteristikk av dreiemoment i forhold til sakking og frekvens av rotor.....	102
Figur 5.2 Karakteristikk av strømmen i stator i forhold til sakking.....	104
Figur 5.3 Ekvivalentskjema av motoren.....	105
Figur 5.4 Viserdiagram av strøm og spenning.....	107
Figur 5.5 Viserdiagram av maskinens parametere.....	108
Figur 5.6 Viserdiagram av flukskobling og strøm.....	109
Figur 5.7 Karakteristikk av virkningsgrad i forhold til frekvens av rotor.....	110
Figur 5.8 Karakteristikk av effektfaktor i forhold til sakking.....	111

Tabell-liste

Tabell 2.1 Spesifikasjoner av forskjellig materiell.....	24
Tabell 3.1 Spesifikasjoner ovenfor viser oppgavens mål. Disse verdiene er satt i prosjektbeskrivelsen av skolen til masteroppgaven.....	33
Tabell 3.2 Aktuelle verdier til motoren.....	34
Tabell 3.3 anbefalte verdier av flukstetthet i forskjellige deler av magnetisk del i induksjon motor.....	35
Tabell 3.4 anbefalte verdier av strømtetthet i henhold til motorens del og materiell.....	35
Tabell 3.5 Grense mellom minimal og maksimum verdi av lineær strømtetthet som anbefales til en induksjon motor.....	36
Tabell 3.6 Grense mellom minimal og maksimum verdi av skjærspenning som anbefales til en induksjon motor.....	37
Tabell 3.7 Grense mellom minimal og maksimum verdi av spordeling som anbefales til en induksjon motor.....	37
Tabell 3.8 Verdiene for antall spor i rotoren med henhold til pol par = 3 og spor i stator.....	39
Tabell 3.9 Definerings av kjølesystemet.....	39
Tabell 3.10 Materiellets detaljer.	40
Tabell 3.11 Magnetiske verdier for $B=f(H)$	40

Appendiks

A.1 Prosjektbeskrivelse

Prosjekt beskrivelse

Student: Tomasz Sypniewski

Linje: Elkraftteknikk (Master i Energi 2020/2022)

Veileder: Aleksandrs Mesnajevs

Tittel: Asynkronmotor for traktor

Faglig bakgrunn: Oppgaven tilfredsstiller i forhold til studentens kunnskap som baserer på elkraftteknikk studie. Kunnskapen min fra relevant opplæring om elektriske maskiner og andre elektrotekniske fag fra bachelor utdanning gir ett godt grunnlag for forståelsen av problemstillingen. I tillegg skal master fag for elektriske motorer og stabilitet i elektriske systemer bidra til større kunnskap. Studenten er kjent med basis teori om asynkron motor.

Problemstilling: Prosjektet fokuserer på utvikling av en asynkron motor for traktor som brukes i landbruk. Prosjekterings prosess starter med å beregne statorens og rotorens hoveddimensjoner og parametere og sluttet med oppnåelsen av driftsegenskapene som momentet, $\cos \varphi$, virkningsgraden osv. Utførelsen av dette vil blir gjort med beregninger, og med bruk av empiriske data og tegning av nøyaktig motor skisser. Motorens hoved verdier er angitt av veilederen.

Forventning: Det forventes å utarbeide matematiske beregninger som skal bidra å få komponentens dimensjoner. Matematiske beregninger som magnetiske, drift og start parametere skal kunne gi mål for å dimensjonere motoren i forhold til parameterne som trenges for en traktor. Verdier som beregnes skal analyseres. Andre ting som kan stilles etter den første ovennevnte prioriteringen er å få motorens tegning i CAD lignende system, sammen med en modell i simuleringsverktøy (Comsol).

Metode bruk: Beregningene skal basere på empiriske formlene som grunnlag for prosjektering av den aktuelle motoren. Det skal stort sett føres analyse beregninger i Excel for en lettere oversikt og endring, justeringer, presiseringer og optimaliseringer. Utarbeiding av tegning og modell av motoren kan skje i Comsol.

Antatt tidsplan:

August – september	Litteratursøk, tilegne seg mest mulig informasjon. Oppdage tidlig at det måtte bli en kortslutningsmotor med burviklinger.
Oktober-november	Beregne statorens og rotorens hoveddimensjoner og parametere.
Desember-januar	Oppnå motorens elektriske og magnetiske parametere, samt med motorens drifts- og startegenskaper.
Februar - mars	Utarbeide tegning til asynkronmotoren.

April - Mai	Bygge en modell og få bilde av magnetfeltet til motoren ved bruk av et program som heter Comsol, Rapportskriving.
----------------	---

Møtedeltakelse: Studenten skal jobbe på skolen eller hjemme i Bergen. Ut i fra første blikk, har oppgaven ikke gitt stor innspill for å trenge å realisere noe praktisk analyse. Veilederen fra HVL skal kunne være klar å hjelpe med veiledning på en digital plattform, evt. praktisk oppmøte kan vurderes.

Bærekrafts mål: I følge FNs 17 bærekraftsmål vil dette prosjektet havne innenfor:

- Bærekrafts mål 2: Utrydde sult, oppnå matsikkerhet og bedre ernæring, og fremme bærekraftig landbruk
- Bærekrafts mål 4: God utdanning
- Bærekrafts mål 9: Innovasjon og infrastruktur
- Bærekrafts mål 12: Ansvarlig forbruk og produksjon