

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL
Elektrotehnika instituut

Priit Noor

**ASÜNKROONMASINA BAASIL
ÜMBEREHITATUD PÜSIMAGNETITEGA
SÜNKROONMASIN**

Magistritöö

Instituudi direktor prof. Tõnu Lehtla

Juhendaja Aleksander Kilk

Konsultant Erko Lepa

Lõpetaja Priit Noor

Tallinn 2015

AUTORIDEKLARATSIOON

Kinnitan, et käesolev lõputöö on minu iseseisva töö tulemus. Kõik selle koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on viidatud. Varem ei ole selle alusel kutse- ega teaduskraadi ega inseneridiplomit taotletud. Töö on koostatud litsenseeritud tarkvara abil.

Tallinn, 8.06.2015.a.

..... Priit Noor

ATM70LT

Asünkroonmasina baasil ümberehitatud püsिमagnetitega sünkroonmasin

Priit Noor, üliõpilaskood 111732AAAM, Juuli 2015. – 63 lk.

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL

Energeetikateaduskond

Elektrotehnika instituut, elektrimasinate õppetool

Töö juhendaja: dotsent Aleksander Kilk

Töö konsultant: Erko Lepa

Võtmesõnad: elektrimasin, püsिमagnet, staator, rootor, mähis, summutusmähis

Referaat:

Lõputöö on 63 lehel, sisaldab 12 tabelit, 27 illustratsiooni ja 7 joonist.

Lõputöö eesmärgiks on asünkroonmasina ümberehitus püsिमagnetitega sünkroonmasinaks, põhinedes arvutustel analüütilise- ja lõplike elementide meetodiga.

Ümberehituse aluseks on võetud töötav asünkroonmootor, mida töö käigus modifitseeritakse. Eripärana saab välja tuua rootorile paigaldatud summutusmähise, mille ülesandeks on võimaldada otse võrgust käivitumist, samas kaitstes ka rootori pinnale liimitud püsिमagneteid.

Seletuskirjas on esitatud ümberehitusele eelnenud arvutuskäik analüütilise meetodiga ja simulatsiooni tulemused lõplike elementide meetodiga. Ümberehituse etapis on ära toodud tehtud töö etapid koos selgitavate joonistega. Katsete peatükk keskendub prototüübi stendimisele, tuues ära tühijooksu- ja koormuskatsete tulemused.

Prototüübi ehituse aluseks on võetud 6 pooluseline, 1,5 kW ja 36 uurdega asünkroonmootor. Ümberehituse maksumuseks kujunes suurusjärg 400 €.

ATM70LT

Синхронная машина с постоянными магнитами переоборудованная на основании асинхронной машины

Приит Ноор, код студента 111732AAAM, июль 2015. – 63 lk.

ТАЛЛИНСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Факультет энергетики

Институт электротехники

Руководитель работы: доцент Aleksander Kilk

Консультант работы: Erko Lera

Ключевые слова: электромашинa, постоянный магнит, статор, ротор, обмотка, демпферная обмотка

Реферат:

Дипломная работа представлена на 63 страницах, содержит 12 таблиц, 27 иллюстраций и 7 чертежей.

Цель дипломной работы перестройка асинхронной машины в синхронную машину с постоянными магнитами, на основании аналитических расчетов и методе конечных элементов.

За основание взят действующий асинхронный двигатель, который будет модифицирован во время работы. В особенности, будут установлены демпферные обмотки, в задачу которых входит запуск эл.машины непосредственно от сети, и в то же время защита приклеенных на поверхности ротора постоянных магнитов.

Пояснительное письмо предоставляет расчеты аналитического метода и симуляция результата метода конечных элементов предстоящего переоборудования. Этапы переоборудования представляют проделанные рабочие этапы с пояснительными чертежами. В главе тестов, сосредоточен отчет о стендовых испытаний прототипа, результаты холостого хода и испытаний под нагрузкой.

За основание прототипа взят 6-и полюсный 1,5 кВт, 36 пазный асинхронный двигатель. Стоимость переоборудования составила 400 Евро.

ATM70LT

Permanent Magnet Synchronous Machine Redesigned on the Basis of an Induction Machine

Priit Noor, student code 111732AAAM, June 2015. – 63 lk.

TALLINN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Faculty of Power Engineering

Department of Electrical Engineering, Chair of Electrical Machines

Tutor of the work: assistant professor Aleksander Kilk

Consultant: Erko Lepa

Key words: electrical machine, permanent magnet, stator, rotor, winding, damper winding

Summary:

Thesis consists of 63 pages, 12 tables, 27 illustrations and 7 drawings.

The aim for the thesis is redesign of a asynchronous machine to synchronous machine with permanent magnets. This is based on calculations using analytical- and finite element methods.

Redesign is based on a working asynchronous motor what is modified during the process. Unique feature about the thesis is the use of a damper winding what is installed on top of the rotor to help direct starting from the grid. It also serves as a protection to the permanent magnets installed on top of the rotor.

Document contains calculations with analytical- and finite element method that were made prior to the actual modification of the prototype machine. Process of redesign is backed up with explanatory drawings and testing part concentrates on testing of the prototype showing the no load- and load curves.

The basis for the prototype is a 6- pole, 1.5 kW asynchronous motor with 36 slots. The cost for the redesign is estimated at 400 € what the author backed from his own funds.

SISUKORD

1. Eessõna	7
2. Sissejuhatus	8
2.1. Püsimagnetid elektrimasinates	9
3. Töö eesmärk	11
4. Elektrimootori valik	13
5. Magnetahela arvutus	16
5.1. Mähkimise teguri leidmine	19
5.2. Magnetiliste takistuste arvutamine	19
5.3. Magnetiliste pingelangude summa ja arvutuslik tühijooksukarakteristik	23
5.4. Induktiivsuste arvutamine	25
5.4.1. Puisteinduktiivsused	26
5.4.2. Masina momendi arvutamine	29
5.4.3. Masina kadude arvutamine	32
6. Magnetvälja jaotuse analüüs lõplike elementide meetodil	35
6.1. Mudeli koostamine	35
6.1.1. Staatori mudel	36
6.1.2. Rootori mudel	36
6.2. Simulatsioon	38
7. Elektrimasina ümberehitus	42
7.1. Staatorimähise ümberehitus	42
7.2. Rootori ümberehitus	45
8. Katsemasina eksperimentaalne uurimine	47
8.1. Katsed generaatorirežiimis	47
8.1. Katsed mootorirežiimis	51
9. Kokkuvõte	54
10. Kasutatud kirjandus	57
11. Lisad	58

1 EESSÕNA

Uurimustöö on koostatud aastatel 2014-2015 Tallinna Tehnikaülikooli elektrimasinate laboris ja ABB AS elektrimasinate tehases. Teemaalgatus sai püstitatud koostöös Erko Lepaga seoses tööalase huviga elektrimasinate projekteerimise vastu.

Autor soovib tänada juhendajat Aleksander Kilki konstruktiivse tagasiside ja asjalike näpunäidete eest. Lisaks Erko Lepat hea nõu eest tehniliste lahenduste valikul ja Kaupo Mäesalut abi eest prototüübi valmistamisel.

2 SISSEJUHATUS

Elektrimasinaid on väga efektiivsed elektromehaanilised seadmed energia muundamiseks. Samal ajal loetakse elektrit üheks parimaks genereeritava, ülekantava ja kasutatava energia liigiks. Elektrimasinaid kasutatakse väga laialdaselt nii elektrienergia tootmiseks kui selle tarbimiseks. Elektrimasinate ajalugu on olnud pikk, ulatudes tagasi üle saja aasta. Selle aja jooksul on nende ehitus ja projekteerimine muutunud keerulisemaks – tagant tõugatuna nõudest suurema efektiivsuse ja väiksemate gabariitmõõtmete järele. Need eesmärgid tulenevad inimkonnal kasutada oleva materiaalse ressursi piiratusest ja vajadusest võimalikult säilitada olemasolevat elukeskkonda.

Elektrimasinate efektiivsuse ja kasuteguri tõstmiseks ning gabariitide vähendamiseks on nende valmistamisel püütud kasutusele võtta erinevaid uudseid tehnilisi lahendusi ja materjale, nagu näiteks püsिमagnetid. Esimesed püsिमagnet ergutusüsteemid paigaldati elektrimasinatele juba XIX sajandil. Tol ajal kasutusel olnud väga halbade omadustega magnetmaterjalid nagu teras ja volfram teras aga ei suutnud vastu seista elektromagnet ergutusüsteemidele [2]. AlNiCo magnetite leiutamine XX sajandi kolmekümnendatel taaselustas püsिमagnet ergutusüsteemid, kuid nende kasutus piirdus väikese võimsusega DC kommutaatormasinatele [2]

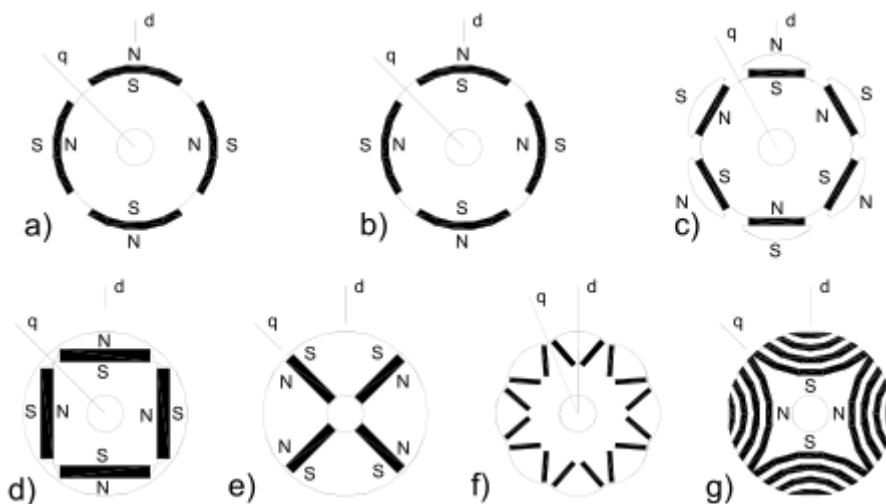
Edasine materjalide areng on viinud selleni, et XX sajandi seitsmekümnendatel valmistati esimesed suure võimsusega püsिमagnetmootorid, kasutades siis juba ferriitmagneteid [1]. Tänapäeval kasutuses olevad püsिमagnetmaterjalid, nagu näiteks NeFeB, on oma tehnilistelt omadustelt märgatavalt üle varasematest püsिमagnetitest, nagu näiteks ferriitmagnetid või SmCo. See on taganud püsिमagnetite veelgi laialdasema kasutuselevõtu elektrimasinales. Näiteks sünkroonmasinate rootorid (induktorid), mis varasemalt olid valmistatud pooluste ergutusmähistega ja kasutasid eraldi ergutusvoolu, on võimalik valmistada püsिमagnetitega. See tagab masina parema kompaktsuse, lihtsuse ja võib vähendada ka valmistusaega. Püsिमagnetite kasutuselevõtt on eriti laialdane olnud tuulegeneraatorite puhul, kus püsिमagnetite abil saavutatav terviklahenduse kompaktsus ja kaalusääst on eriti olulised. Samuti võimaldab püsिमagnetiga sünkroonmootor koos sagedusmuunduriga edukalt asendada

lühisrootoriga asünkroonmootorit koos reduktoriga, andes nii märgatava säästu nii mõõtudes kui ka kaalus.

Kuigi magnetite laialdast kasutust soodustavaid tegureid on palju, on peamiseks probleemiks nende suuremal levikul toormaterjalide hind [3]. Suured kõikumised hinnas on toonud kaasa olukordi, kus püsिमagnetitega disaini kasutamisega ollakse pigem tagasihoidlikud, kartes suurte projektide planeeritud kulude ületamist. Sellest tulenevalt ei ole alati efektiivsem tehniline terviklahendus majanduslikult mõistlik.

2.1 Püsिमagnetid elektrimasinates

Püsिमagnetiteid kasutatakse elektrimasinates ergutusvälja tekitamiseks. Kuna selle töö teemaks on rootoril asetsevate püsिमagnetitega elektrimasin, on selles peatükis vaatluse all erinevad võimalused püsिमagnetite kasutamiseks elektrimasinate rootoritel, joonis 2.1.



Joonis 2.1. Püsिमagnetite erinevad kasutusvõimalused [4]

Joonised 2.1 a) ja 2.1 b) kujutavad rootori raadiust järgiva kujuga püsिमagnetiteid, neist esimene rootori pinnal ja teine rootorisse süvistatud. Sellise konstruktsiooni eeliseks on ehituse lihtsus, probleemiks võivad aga osutuda magnetite töökindlalt rootori pinnale kinnitamisega kaasnevad tehnilised keerukused. Samuti tekib pind-püsिमagnetite toimel suhteliselt trapetsikujuline primaarse magnetvoo tiheduse jaotus õhupilus, tingituna poolustel olevale lineaarselt ühtlase paksusega õhupilu suurusele. Võttes arvesse, et magnetite suhteline magnetiline läbitavus on peaaegu sama, mis vaakumil või õhul, saame olukorra, kus variandis

joonisel 2.1 a) ja b) toodud konfiguratsiooni puhul on näiv õhupilu suurus sekundaarvälja puhul võrdne magneti kõrguse ja tegeliku õhupilu suuruse summaga. Selle tulemusel on rootori pinnale paigutatud magnetitega masinatel väiksem magnetiseeriv induktiivsus võrreldes teiste konstruktiivsete disainidega [5].

Rootorisse süvistatud püsिमagnetid on kujutatud joonisel 2.1 c) – 2.1 g). Variantide c) ja d) puhul on eeliseks püsिमagnetite lihtsam kuju ja kinnituse hea vastupidavus tsentrifugaaljõule, kuna neid hoiavad kinni pooluskingad. Joonise 2.1 variandid e) ja f) omavad magnetite paigutust V-kujuliselt, mis suurendab (kontsentreerib) magnetvoo tihedust poolusel. Selle tulemusel suureneb rootori poolt tekitatud pöördemoment. Joonis 2.1 variandid c) – f) võimaldavad pooluskingade kuju muutmisel tekitada õhupilus siinuselise magnetvoo tiheduse jaotumist, mis tagab masinale ühtlasema käigu ja generaatorirežiimis siinuselise väljundpinge [5]. Samas võib tekkida olukord, kus sisseehitatud magnetitega rootori mõõtmed on vastavast võrreldavast pinnamagnetitega rootori omast suuremad, mille tõttu suureneb selle rootori inertsmoment ja pikenevad kiirenduse ja aeglustuse ajakonstandid.

Võrreldes pinna- ja süvistatud püsिमagnetitega rootorite magnetilisi omadusi, võime järeldada, et tänu sisse ehitatud magnetite kaugusele staatorimähistest väheneb oht seal kasutusel olevate magnetite demagnetiseerimiseks sekundaarvälja toimel. Staatori mähiste poolt tekitatud ankrureaktsioon sulgub läbi poolusekinga ja olenevalt magnetite paigutusest ei pruugi magneteid üldse läbida. Joonise 2.1 variantide e) ja f) puhul võib lugeda probleemiks puisteinduktiivsuste tekkimist, mis on tingitud võimalusest magnetvool sulguda mööda raua kontuuri püsिमagnetite ümber. Puisteinduktiivsuste osakaalu saab konstruktiivselt küll vähendada, aga mitte täielikult vältida [5].

Kokkuvõtvalt võib öelda, et süvistatud (sisse ehitatud) magnetitega rootorite positiivsed omadused kaaluvad mõnel juhul üles pinnamagnetitega rootorite omadused. Samas on sisse ehitatud magnetitega rootori valmistamine keerukam ja kallim, mis ei muuda seda olenemata oma plussidest alati majanduslikult otstarbekaks.

3 TÖÖ EESMÄRK

Magistritöö teemaks on uurida püsिमagnetiga sünkroonmasina analüütilist ja lõplike elementide meetodiga arvutamist koos reaalse näidise valmistamisega arvutustulemuste põhjal. Iseenesest ei ole püsिमagnetiga sünkroonmasina valmistamine midagi uudset, seega teema valikut põhjendan isikliku huviga viia ennast kurssi elektrimasinate projekteerimise põhjalustega, avardades nii oma silmaringi selles valdkonnas. Isiklik huvi tuleneb suuresti tööalasest seotusest elektrimasinate tootmisega ABB AS elektrimasinate tehases. Masinatehases on tööülesanneteks peamiselt tootmisprotsessiga seotud probleemid ja sellest tulenevalt puudub piisavalt hea ülevaade elektrimasinate projekteerimis-ehituslikest põhitõdedest.

Püsिमagnetitega sünkroonmasina valmistamine ja selle uurimine ei ole iseenesest midagi uut. Erko Lepa oma magistritöös 2010 aastal uuris väikese võimsusega püsिमagnetergutusega tuulegeneraatori projekteerimist ja ehitust [6]. 2008 aastal uuris Aleksander Kilk oma väitekirjandis paljupooluselise püsिमagnetitega sünkroongeneraatori elektromagnetväljaga seotud probleeme [7]. 2002 aastal käsitles Tanja Heikkila asünkroonmootori asendamist püsिमagnetitega sünkroonmootoriga koos sagedusmuunduriga [4].

Töö eripärana saab välja tuua püsिमagnetitega rootorit ja selle pinnale paigaldatavat alumiiniumist summutusmähist, mille ülesandeks on võimaldada mootorirežiimis otse võrgust käivitust ja tagada sujuvam masina töö. Summutusmähise ülesanne mootori käivituse ajal on juhtida satatorimähise poolt tekitatavad sekundaarvälja jõujooned selliselt, et need sulguksid läbi staatori ja rootori vahel oleva õhupilu. Selle tulemusel peaks õhupilu magnetiline pingelang olema piisav, et vähendada rootori mähistes siirdeprotsesside puhul indutseeritavat suurt elektromotoorjõudu ja voolutõuget.

Töös tehtavad analüütilist meetodit kasutavad arvutused on tehtud programmiga Mathcad [8] ning lõplike elementide meetodi puhul programmiga Finite Element Method Magnetics (FEMM) [9]. Mathcad on kasutusel, kuna programm on TTÜ õpingute ajast tuttav ja sellega arvutuste koostamine nõudis kõige vähem lisatööd. Lõplike elementide meetodi puhul langes valik programmi FEMM kasuks, kuna tegemist on vabavaralise tarkvaraga ja magistriõppes sai eelnevalt läbitud selle programmi kasutamist õpetav kursus.

Reaalse näidismasina valmistamist pean oluliseks, kuna see annab väga hea ülevaate masina erinevatest ehituslikest nüanssidest. Prototüüpmasina testimine on samas parimaks hinnanguks eelnevalt tehtud arvutustele, näidates ära seal esinenud üldistuste ja lihtsustuste tegeliku mõju. Tuleb arvesse võtta, et kuna lõputöö on täielikult finantseeritud oma vahenditest, ei ole näidise valmistamisel alati kasutatud kõige optimaalsemaid, kuid samas kulukamaid lahendusi. Seega esineb kohati olukordi, kus mõne masina komponendi hilisemal analüüsimisel on selgunud, et kasutatud valmistusviis ei olnud kõige mõistlikum. Samas on vastav detail jäänud muutmata, võttes arvesse just rahalist võimekust.

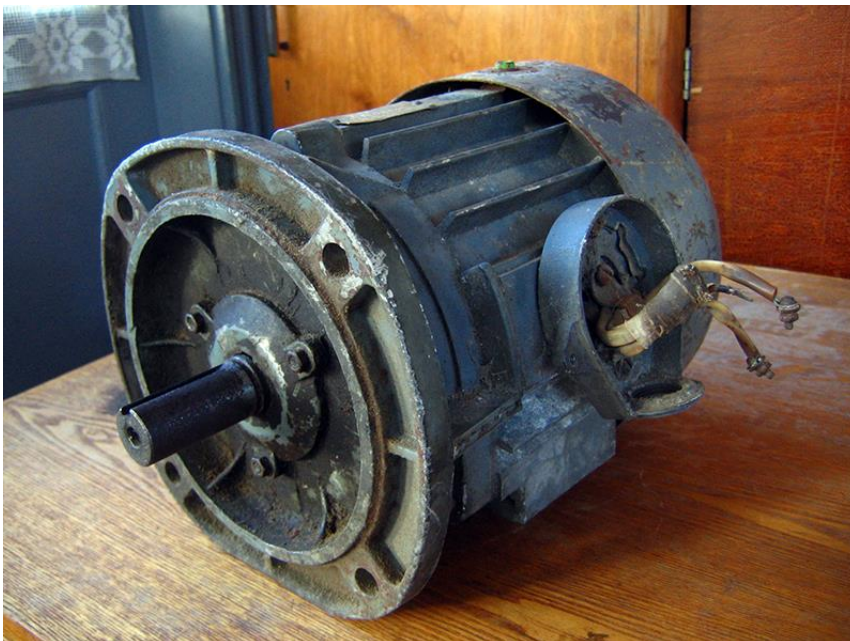
Töö väga oluliseks osaks pean peale masina katsetamist toimunud tulemuste analüüsi, mis näitab selgesti ära erinevate arvutuste ja masina valmistamise käigus tehtud valikute reaalsel mõju lõpptulemusele. Kuna eesmärgiks oli enese kurssi viimine elektrimasinate projekteerimisega, siis aitab sellele parimal viisil kaasa oma töös kitsaskohtade äratundmine ja oskus hiljem nendega arvestada.

4 ELEKTRIMOOTORI VALIK

Lõputööks valmistatava elektrimootori algmaterjaliks otsustasin valida vähemalt kuue pooluselise, 3-faasilise väikeste mõõtmetega asünkroonmootori, mida vastavalt vajadusele ümber ehitada. Põhjus selleks on lihtne – saan kasutada juba olemas olevat staatorit, korpust, rotorit ja laagreid. Täiesti uue elektrimasina valmistamine võimaldanuks disaini rohkem vajadustele vastavaks optimeerida, tagades parema lõpptulemuse, aga hetkel sai määravaks ümberehitamise hind. Kuna valminud töö finantseerimine toimus täielikult omavahenditest, siis tuli leida just selle poole pealt vaadelduna optimaalne lahendus.

Põhjus, miks antud projekti ei saanud teha tööalaselt koostöös ABB AS-iga on lihtne – nimelt ei valmistata ABB elektrimasinate tehases alla 355 mm võllikõrgusega elektrimasinaid. Sellest tulenevalt ei lange kokku seal kasutatav tootmistehnoloogia selles lõputöös valitud mootori parameetritega.

Valituks sai kolmefaasiline, kuue pooluseline asünkroonmootor AOL2-31-6 peamiselt sellepärast, et põhiparameetrid olid nõuetele ja ootustele vastavad ning mootor oli omandatav ilma lisakulutusteta.

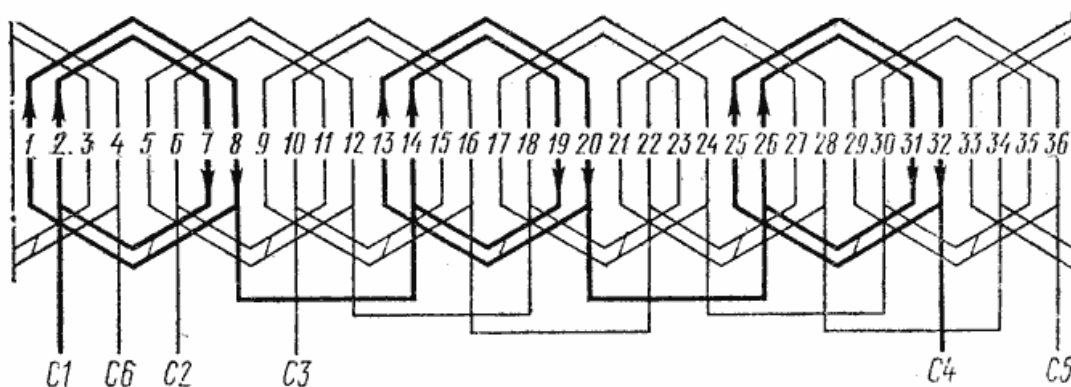


Joonis 2.1. AOL2-31-6 asünkroonmootor

Valitud mootori andmed on esitatud tabelis 2.1 ja skeemijoonis joonisel 2.2.

Tabel 2.1. AOL2-31-6 nimiandmed [10]

Võimsus (kW)	1,5
Pinge (V)	220 / 380
Faaside arv	3
Pooluste arv	6
Paketi pikkus (mm)	90
Paketi siseläbimõõt (mm)	118
Paketi välisläbimõõt (mm)	180
Uurete arv	36
Vasktraatide arv uurdes	60
Isolatsioonita traadi ristlõige (mm ²)	1,04
Paralleeljuhtide arv	1
Mähise samm	1-8, 2-7
Mähiseid pooluse ja faasi kohta	2



Joonis 2.2. AOL2-31-6 mähise skeem [10]

AOL2-31-6 puhul on tegemist 1960-datel valmistatud põllumajanduslikuks otstarbeks mõeldud masinaga, mis väljendub ka selle ehituslikus lihtsuses. Jahutuseks kasutatakse võllile kinnitatud ventilaatorit, mis suunab õhu piki korpuse väliskülge asuvaid jahutusribisid,

mootori seest läbipuhet ei ole. Mähise ja rootori ümber oleva õhu ringluse eest hoolitsevad rootori lühismähise otstes olevad ventilatsioonilabad.

Staatori pakett on valmistatud elektrotehnilise terase plekkidest, kogupikkusega 90 mm. Nagu jooniselt 2.2 näha, on tegemist ühetasemelise mähisega, kus kõik sektsioonid on ühendatud jadamisi. Kokku on ühes faasis 360 keerdu mähistraati. Kasutatud traadi ristlõige on leitav tabelist 2.1 ja selle väärtuseks ilma isolatsioonita on 1,04 mm².

Analüüsid mähise konfiguratsiooni, saab teha järelduse, et staatorimähise nimipinge muutmine kõrgemaks ilma vaskjuhi ristlõiget muutmata on võimatu, eeldusel, et me soovime pooluste ja faaside arvu samaks jätta. Sellest tähelepanekust tingitud kitsendused on täpsemalt lahti selgitatud analüütilise meetodi arvutuste juures.

Rootori puhul on tegemist elektrotehnilisest terasplekist valmistatud rootori südamikuga, mille uuresse on paigaldatud alumiiniumist lühismähis. Lühismähis koosneb kolmekümne üheksast 4 mm laiusest ja 20 mm kõrgusest alumiiniumprofiilist, mis on sisestatud ühe uurde võrra kallutatud uuresse. Lühismähis on mõlemast otsast ühendatud lühisrõngaga, mille osaks on ka masina sees õhu ringlust tagavad ventilatsioonilabad.

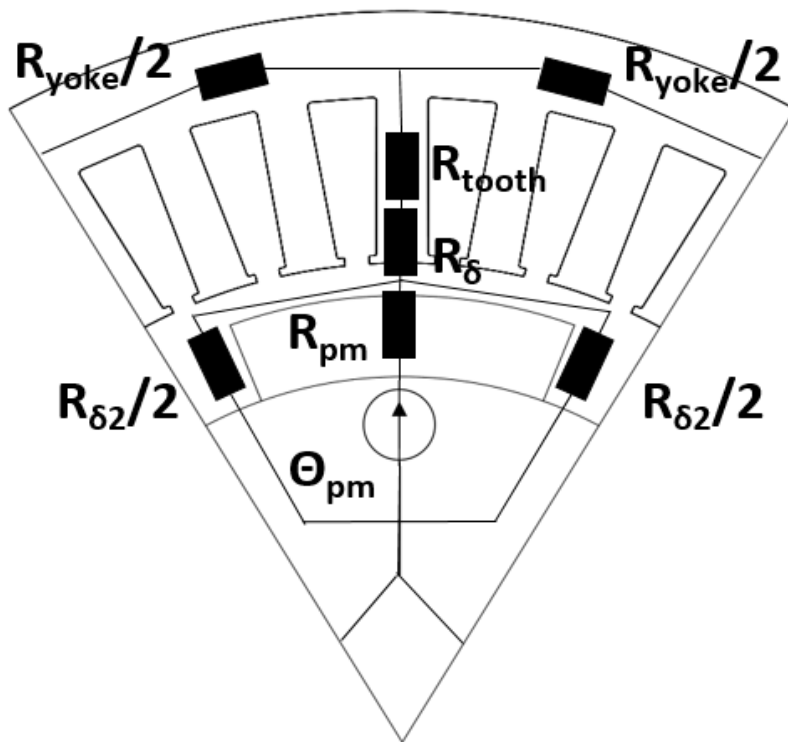
5 MAGNETAHELA ARVUTUS

Elektrimasina magnetahela arvutus seisneb magnetahela põhimõtteskeemi koostamises, selle takistuslikke komponente iseloomustavate väärtuste leidmises ja nende põhjal kogu ahela arvutamises. Magnetahela komponentideks on rootori ja staatori osad, mida kaudu sulguvad magnetjõujooned ja selle konkreetse töö puhul ka püsिमagnetite magnetväli.

Magnetahelate arvutamisel analüütilise meetodiga on mõistlik kasutada erinevaid lihtsustusi, vältimaks selle liiga keerukaks muutumist. Oluline on samas tagada arvutuste piisav täpsus. Heaks näiteks selle kohta on magnetahela koostamine ainult masina ühe pooluse kohta ja ahela komponentide jagamine lihtsustatud geomeetriaga osadeks [5].

Magnetahela skeem koostatakse ühe pooluse kohta eeldusel, et elektrimasin on sümmeetrilise ehitusega ja arvutustulemusi saab otse üle kanda kõigi teiste faaside ja pooluste kohta. Ahela jagamine lihtsustatud geomeetriaga osadeks väldib keeruliste integraalide kasutamise vajadust detailide ristlõigete ja pindalade arvutamisel. Selliste lihtsustuste kasutamine küll vähendab lõpptulemuse vastavust tegelikkusele, aga ülitäpsete arvutuste koostamine ei olegi analüütilise meetodi eesmärk. Analüütiline meetod annab lihtsate vahenditega ülevaate elektrimasinate üldistest põhiparameetritest ja täpsemad arvutused koos optimeerimistega on mõistlik teha lõplike elementide meetodit kasutavate arvutiprogrammidega.

Käesolevass töös kasutatud analüütilise meetodi aseskeem on kujutatud joonisel 5.1. Aseskeemi arvutuskäik on koostatud vastavalt magnetahelate projekteerimise peatükile 3 raamatus „Design of Rotating Electrical Machines“ [5].



Joonis 5.1. Analüütilise meetodi põhimõtteskeem elektrimasina konstruktsiooni alusel.

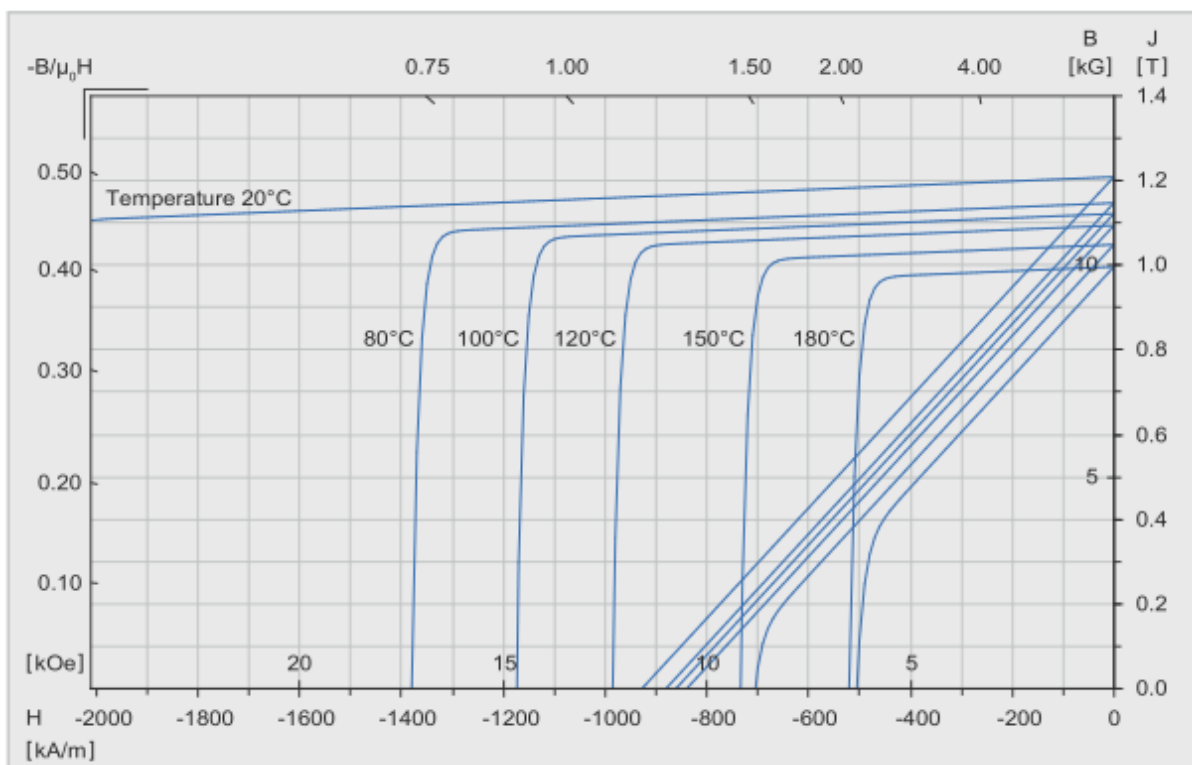
Selles töös kasutatud analüütilise meetodi magnetahela aseskeem on kujutatud joonisel 5.1. Ahela eri osade magnetiliste takistuste mõju võib vaadelda magnetiliste pingelangude kaudu. Analoogiliselt elektriahelatega peab magnetahela korral püsिमagnetite poolt tekitatav ergutusvälja magnetomotoorjõud Θ (mmj) võrduma magnetahela jadaosade magnetiliste pingelangude summaga [5]

$$\Theta = \sum U. \quad (5.1)$$

Püsिमagnetitega masinate puhul tuleneb kogu rootori ergutus püsिमagnetitest. Olenemata sellest, et järgnevad arvutused põhinevad mootori loogikal, ei võeta tühijooksul magnetahela arvutamisel arvesse staatori mähiste voolude poolt tekitatud magnetvälja. Põhjus selleks lihtne – püsिमagnetmasina pöörlemise tagab rootori ergutusvälja ja staatori pöörleva magnetvälja omavaheline vastastikmõju ning sellest tulenevalt indutseerivad staatori mähised rootori magnetahelasse vaid vastu-magnetomotoorjõudu (vastu mmj). Kui rootori mmj ja staatori mähiste poolt indutseeritud vastu-mmj on võrdsed, siis on tegemist sünkroonkiirusel töötava masinaga, mis tarbib võrgust ainult näivvõimsust ja ei osale reaktiivvõimsuse genereerimises. Seega on masina poolt tarbitav vool minimaalne, ehk masin töötab tühijooksul.

Analüüsidest joonisel 5.1 kujutatud magnetahelat näeme, et sealt puudub alumiiniumist summutusmähis ja rootori takistused. Alumiiniumist summutusmähise jätsin arvutustest välja, kuna alumiiniumi magnetiline läbitavus on väga sarnane õhuga. Vastavad väärtused õhu puhul: $\mu = 1.25663753 \times 10^{-6} \text{ H/m}$ ja alumiiniumil $\mu = 1.256665 \times 10^{-6} \text{ H/m}$. Rootori lühismähise lisamine analüütilisse meetodisse oleks tähendanud arvutuste keerukuse kasvu, omamata tõenäoliselt suurt mõju kogupildile tänu projekteeritud õhupilu suurusele ja sellest tingitud magnetilisele pingelangule. Seda kinnitab ka hilisem analüütilise meetodi analüüs, kus on näha, et staatori hammaste ja ikke magnetiliste pingelangude summa on võrreldes õhupilu omaga kaduvväike.

Magnetahela arvutamise esimese sammuna leiame magneti poolt tekitatud mmj väärtuse, kasutades selleks magnetite tootja poolt saadud andmeid. Selles lõputöös on kasutatud Neorem 793a tüüpi NdFeB magneteid, mille omadused on kujutatud joonisel 5.2.



Joonis 5.2. Neorem 793a [12]

Töös kasutatud magnetvälja tugevus H_c on joonisel 5.2 valitud selliselt, et ta vastaks magneti töötemperatuurile 120 °C juures: $H_c = 830 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$.

Magneti mmj väärtus on avaldatav magnetvälja tugevuse ja magneti kõrguse h_{pm} korrutisena [5]:

$$\Theta_{pm} = H_c \times h_{pm}, \quad (5.2).$$

5.1 Mähiseteguri leidmine

Mähisetegur k_w avaldub mitme komponendi koosmõjuna: $k_w = k_d \times k_p \times k_{sq}$ (5.3), kus k_d on jaotustegur, k_{sq} sõltub kallutatud uretest ja k_p on sammutegur. Kuna staatoril puuduvad kallutatud uurded, võib k_{sq} väärtuse võtta võrdseks ühega. Ülejäänud komponendid avalduvad järgnevalt [5]:

$$k_{pv} = \sin\left(v \times \frac{W}{\tau_p} \times \frac{\pi}{2}\right), \quad (5.4)$$

$$k_{dv} = \sin\left(v \times \frac{y}{y_Q} \times \frac{\pi}{2}\right), \quad (5.5)$$

kus v näitab, mitmenda järgu harmoonilisega on tegemist, $\frac{W}{\tau_p}$ on täis- ja lühendatud sammu suhe lühendatud sammu pikkusesse ning $\frac{y}{y_Q}$ lühendatud sammu suhe täis sammu.

5.2 Magnetiliste takistuste arvutamine

Et kontrollida valemi 5.1 rakendatavust, on vaja leida magnetahela eri osade pingelangud, siinkohal avaldades need läbi magnetiliste takistuste. Takistuste summa on leitav järgneva valemiga [5]:

$$R_{sum} = R_\delta + R_m + R_{Fe}, \quad (5.6)$$

kus R_δ – õhupilu magnetiline takistus,

R_m – magnetiline takistus magnetil ja ümbritseval õhupilul,

R_{Fe} , - staatori hammaste ja ikke magnetiline takistus.

Esialgu jätame R_{Fe} väärtuse võrdseks nulliga ja eeldame, et meil puuduvad kaod paketi ikkes ja hammastes. Hiljem, olles arvutanud magnetvoo väärtuse õhupilus ja magnetite takistuste kaudu, saame seda kasutada arvutamaks staatori kadusid.

Õhupilu magnetiline takistus avaldub vastavalt [5]:

$$R_{\delta} = \frac{\delta - h_{pm}}{\mu_0 \times \tau_m \times l_{prim}}, \quad (5.7)$$

Kus δ – õhupilu üldine kõrgus,
 h_{pm} – püsिमagneti kõrgus,
 τ_m – pooluse samm õhupilus,
 l_{prim} – paketi näivpikkus (paketi pikkus $+2 \times \delta$).

Püsिमagneti tsooni magnetiline takistus on leitav järgnevalt [5]:

$$R_m = \frac{1}{\frac{1}{R_{pm}} + \frac{1}{R_{\delta/2}}}, \quad (5.8)$$

kus R_{pm} – magnetiline takistus püsिमagnetil, leitav valemiga (5.9),
 $R_{\delta/2}$ – magnetiline takistus püsिमagneti kõrval olevas õhupilus, leitav valemiga (5.10).

$$R_{pm} = \frac{h_{pm}}{\mu_{pm} \times l_{pm} \times l_{prim}}, \quad (5.9)$$

kus μ_{pm} – püsिमagneti magnetiline läbitavus,
 l_{pm} – püsिमagneti laius.

$$R_{\delta/2} = \frac{h_{pm}}{\mu_0 \times l_{\delta} \times l_{prim}}, \quad (5.10)$$

kus l_{δ} – õhupilu laius magneti kõrval.

Teades magnetiliste takistuste summat ja püsimagneeti poolt tekitatud mmj suurust, saame arvutada magnetvoo suuruse ahelas,

$$\Phi_m = \frac{\Theta_{pm}}{R_{sum}} \quad (5.11)$$

kus R_{sum} – magnetiliste takistuste summa.

Teades magnetvoo väärtust, arvutame selle kaudu staatori hammaste ja selja magnetilised pingelangud, kasutades selleks valemeid (5.12) ja (5.13) [5].

$$U_{tooth} = H_{tooth} \times h_{tooth}, \quad (5.12)$$

kus H_{tooth} – magnetvälja tugevus staatori hambas,
 h_{tooth} – staatori hamba kõrgus.

$$U_{yoke} = c_s \times H_{yoke} \times dl, \quad (5.13)$$

kus c_s – koefitsient, mis tuleneb magnetvoo tihedusest ikkes ja tuletatakse joonise 5.3 abil,
 H_{yoke} – magnetvälja tugevus staatori ikkes,
 dl – magnetvälja integreerimise teekonna pikkus staatori ikkes.

Ikke ja hamba magnetvoo tiheduse kaudu avalduvad valemities 5.12 ja 5.13 toodud magnetvälja tugevused, vastavalt elektrotehnilise terase B-H kõverale. Valemid magnetvoo tiheduste leidmiseks ikkes on 5.14 ja hambas 5.15 on toodud järgnevalt [5]:

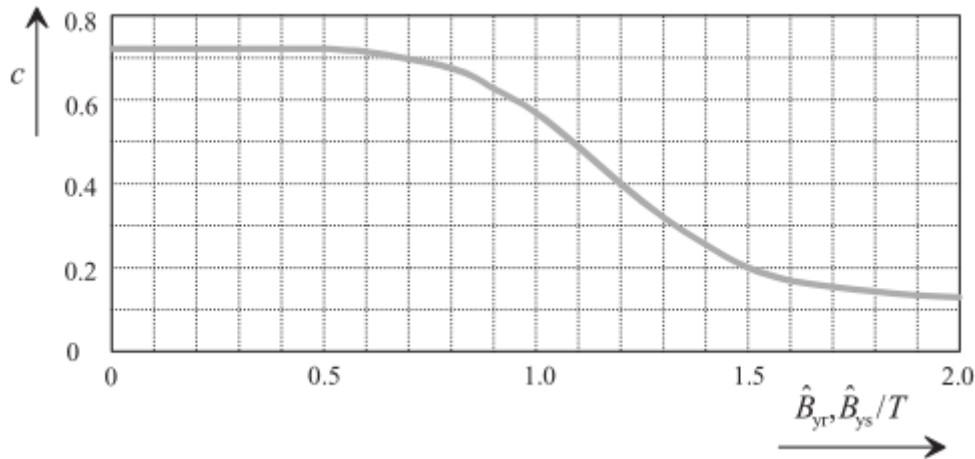
$$B_{yoke} = \frac{\Phi_m}{2 \times k_{Fe} \times l \times h_{ys}}, \quad (5.14)$$

kus k_{Fe} – paketi ladumise täitetegur
 h_{ys} – staatori ikke kõrgus

$$B_{tooth} = \frac{l_{prim} \times \tau_u}{k_w \times L \times b_{real}} \times B_\delta, \quad (5.15)$$

kus τ_u – uurde samm,
 L – rootori pikkus,

b_{real} – hamba näiv laius tuleneb sellest, et elektrimasina plekkide stantsimisel jääb pleki serva kraat, mille magnetiline läbitavus on märgatavalt halvem ülejäänud osast. Seega lahutatakse reaalsest hamba laiusest -0,1 mm halvema läbitavuse kompenseerimiseks [5].



Joonis 5.3. Koefitsient c_s [5]

Magnetvoo tihedus õhupilus on leitav valemiga [5]:

$$B_{\delta} = \frac{\Phi_m}{S} \quad (5.16)$$

kus S - pooluse ulatuses õhupilu pindala.

Staatori hamba ja ikke pingelangude kaudu saame arvutada eelnevalt puudu olnud magnetilise takistuse R_{Fe} , kasutades järgnevat valemit [5]:

$$R_{Fe} = \frac{U_{tooth}}{\Phi_m} + \frac{U_{yoke}}{\frac{\Phi_m}{2}}, \quad (5.17)$$

Asendades R_{Fe} väärtuse võrrandisse (5.6) ning korrates magnetvoo arvutust (5.11) ja järgnevaid pingelangude arvutusi saadud uute andmetega, lähendame magnetvoo arvutuslikku väärtust tegelikkusele, võttes arvesse staatoripaketi küllastumist. Ümberarvutamise protsessi järk-järgulise lahenduskäigu puhul on mõistlik korrata niikaua, kuni magnetvoo väärtus kahe järgneva sammu vältel enam arvestatavalt ei muutu [5].

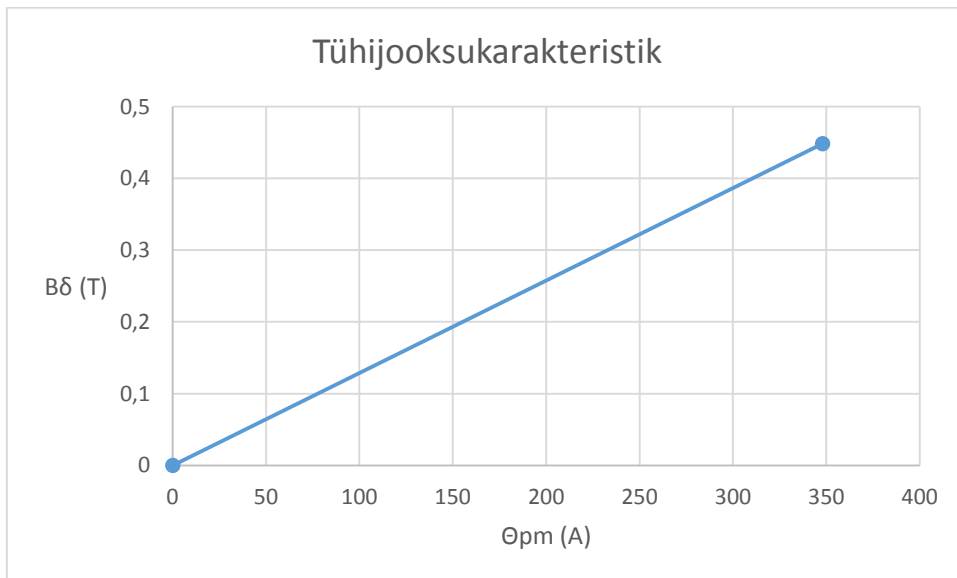
5.3 Magnetiliste pingelangude summa ja arvutuslik tühijooksukarakteristik

Magnetiliste pingelangude summa rootori pinnal asetsevate püsिमagnetitega elektrimasina puhul on leitav all oleva valemiga [5]:

$$\Theta_m = \sum U = U_\delta + U_{tooth} + \frac{B_c}{B_r} \times B_\delta \times h_{pm} + \frac{U_{yoke}}{2}, \quad (5.18)$$

U_δ on õhupilu magnetiline pingelang ja leitav valemiga $U_\delta = \Phi_m \times R_\delta$. Kasutatud B_r on püsिमagneti jääkmagnetism ja sõltub konkreetset kasutusel oleva magneti tüübi omadustest. Praegusel juhul on see leitav jooniselt 5.2.

Leidmaks arvutuslikku tühijooksukarakteristikut, mis on õhupilu magnetvoo tiheduse ja püsिमagnetrootori poolt indutseeritud mmj suhe, tuleb leida mmj väärtused erinevate magnetvoo tiheduste puhul õhupilus, vaata joonist 5.4.



Joonis 5.4. Arvutuslik tühijooksukarakteristik

Nagu jooniselt (5.4) näha, on arvutuslik tühijooksukarakteristik näiliselt sirgjooneline. Seda aitab seletada magnetahela muude komponentide väike mõju kogu magnetahela pingelangule,

võrreldes sellega, mis tekib õhupilus. Õhupilu pingelang on aga lineaarses sõltuvuses selle pikkusest.

Reaalselt masina tühijooksukarakteristikut mõõtes asenduvad magnetomotoorjõud staatori vooluga ja magnetvoo tihedus staatori pingega.

Rootori poolt indutseeritud magnetvoo kaudu saame leida staatori mähises indutseeritud vastu- elektromotoorjõu (vastu-emj) keskvaärtuse [5]:

$$E_{pm} = 2 \times \pi \times \frac{f \times k_w \times N \times \Phi_m}{\sqrt{2}}, \quad (5.19)$$

kus f – sagedus

N – staatori faasi mähise keerdude arv

Tabelis 5.1 on ära toodud eelnevates peatükkides arvatud magnetiliste pingelangude väärtused ja magnetvoo tihedused magnetahela eri osades.

Tabel 5.1. Magnetahela arvutuslikud parameetrid

Nimetus	Tähis	Väärtus	Ühik
Õhupilu reluktants	R_δ	651500	1/H
Magnetiline pingelang õhupilus	U_δ	1961	A
Magnetvoo tihedus õhupilus	B_δ	0,493	T
Püsimagnetite reluktants	R_{pm}	763700	1/H
Õhupilu reluktants magneti kõrval	$R_{\delta/2}$	1489000	1/H
Magnetiline pingelang hambas	U_{tooth}	6,120	A
Magnetvoo tihedus hambas	B_{tooth}	1,094	T
Magnetiline pingelang staatori ikkes	U_{yoke}	12,412	A
Magnetvoo tihedus staatori ikkes	B_{yoke}	1,410	T
Magnetahela kogu reluktants	R_{sum}	1156000	1/H
Magnetahela magnetvoog	Φ_m	0,003	V*s
Magnetite poolt tekitatud magnetomotoorjõud	$\Theta_{\delta pm}$	3480	A
Magnetiliste pingelangude summa	U_{m_tot}	3451	A

5.4 Induktiivsuste arvutamine

Elektrimasinat magnetiseeriva induktiivsuse sõltuvus erinevatest masina parameetritest on kõige paremini iseloomustatav järgneva valemi abil [5]:

$$L_{mdq} = \frac{m}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{2}{\pi} \times \mu_0 \times \frac{1}{2 \times p} \times \frac{\tau_m}{\delta_{eff}} \times l_{prim} \times (k_w \times N), \quad (5.20)$$

kus m – faaside arv,

N – keerdude arv faasis

Valemist (5.20) näeme, et mida väiksem on masina pooluste arv, seda suurem on magnetiseeriv induktiivsus. D- ja q- telje induktiivsused sõltuvad veel pooluse sammu τ_m ja efektiivse õhugahe pikkuse δ_{eff} jagatisest, näivast paketi pikkusest l_{prim} ning mähkimise teguri k_w ja mähise keerdude arvu korrutisest.

Mida täpsemini on määratud efektiivne õhupilu pikkus, δ_{eff} , mis koosneb reaalsest õhupilust, magnetite kõrgusest ja arvestab staatori ja rootori magnetahela küllastust, seda paremini me suudame magnetiseerivat induktiivsust määrata. Magnetiseeriva induktiivsuse täpne määramine on väga oluline, kuna sellest sõltub masina momendi arvutuse täpsus. Kui me näiteks tekitame rootorile koormusnurga, pikendades sellega magnetjõujoonte sulgemise tee pikkust õhupilus, suureneb näiv õhupilu kõrgus ja sellega seoses väheneb masinat magnetiseeriv induktiivsus. Samuti, suurendades mootori pinget, suureneb magnetvoo väärtus ja sellega seoses ka magnetiseeriv induktiivsus.

Püsimagnetitega masina puhul, kus magnetid paiknevad rootori pinnal, loetakse d- ja q- telje magnetiseerivad induktiivsused üldjoontes võrdseks [5], kuna elektrimasina staator ja rootor on oma konstruktsioonilt faaside lõikes sümmeetrilised ning magnetvood sulguvad sarnaseid magnetahela teid pidi nii d- kui ka q- teljel.

5.4.1 Puisteinduktiivsused

Kuna teatud osa magnetvoost elektrimasinas ei osale elektromagnetilises energia ülekandes ja ei sulgu alati läbi õhupilu rootori ja staatori vahel, on sellest tulenevalt vajalik välja arvutada selle voo osakaal õhupilu kogumagnetvoost. Lekke-magnetvoogu tähistatakse ϕ_o ja selle voo suurusest ning suhtest õhupilu kogumagnetvoogu sõltub see, kui palju on kogu magnetvoogu vaja suurendada, et saavutada soovitud õhupilu läbiva efektiivse magnetvoo väärtus [5].

Valemiga $L \times I = \Psi = k_w \times N \times \phi$ (5.21) [5] saab iseloomustada, kuidas koguinduktiivsuse väärtus mõjutab masina ülejäänud parameetreid, nagu aheldusvoog, mis on omakorda sõltuvuses magnetvoost ja keerdude arvu korrutisest. Sellest tulenevalt on magnetvoogu, mis ei osale elektromagnetilises energia ülekandes võimalik väljendada läbi puisteinduktiivsuste summaarse mõju [5]:

$$L_\sigma = L_\delta + L_u + L_d + L_w + L_{sq}, \quad (5.22)$$

kus L_δ – õhupilu puisteinduktiivsus,

L_u – uurde puisteinduktiivsus,

L_d – hamba tipu puisteinduktiivsus,

L_w – mähise otsa puisteinduktiivsus,

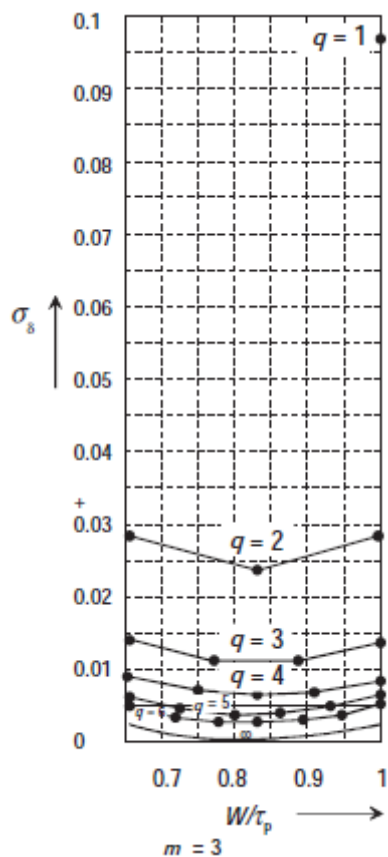
L_{sq} – kallutatud sammu puisteinduktiivsus. Kuna staatorimähisel kallutatud sammu ei ole, siis hetkel võrdub nulliga.

Õhupilu puisteinduktiivsus avaldub läbi lekketeguri ja magnetiseeriva induktiivsuse korrutise:

$$L_\delta = \sigma_\delta \times L_{mdq}, \quad (5.23)$$

kus σ_δ – lekketegur ja leitav vastavalt joonisele 5.5.

Lekketegur leitakse vastavalt masina faaside arvule m , sammu lühendusele W/τ_p ja mähiste arvule poolusel, faasis q .



Joonis 5.5. 3-faasilise mähise puhul mähiste arv poolusel ja faasis suhe lekketegurisse [5]

Urde puisteinduktiivsus avaldub järgnevalt [5]:

$$L_u = \frac{4 \times m}{Q} \times \mu_0 \times l_{prim} \times N^2 \times \lambda_u, \quad (5.24)$$

Valemis toodud λ_u , ehk urde magnetiline jäävus avaldub all:

$$\lambda_u = k_1 \times \frac{h_4 - h_{prim}}{3 \times h_4} + k_2 \left(\frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \times \ln \frac{b_4}{b_1} \right) + \frac{h_{prim}}{4 \times b_4}, \quad (5.25)$$

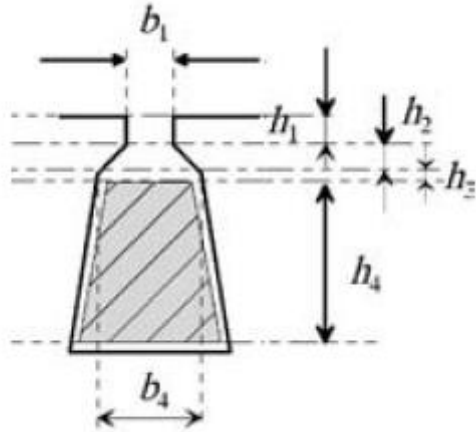
$$\text{kus } k_1 = \frac{5 + 3 \times g}{8},$$

$$k_2 = \frac{1 + g}{2},$$

h ja b erinevad väärtused on ära toodud joonisel 5.6.

$$g = \frac{1}{2 \times q} \times \sum_{n=1}^{2 \times q} \cos \gamma_n, \quad (5.26)$$

kus γ_n – faasinihe alumises ja ülemises mähisepoles oleva voolu vahel.



Joonis 5.6. Uurde mõõdude eskiis magnetilise jäävuse leidmiseks [5]

Staatori hamba otste puisteinduktiivsus avaldub järgnevalt [5]:

$$L_d = \frac{4 \times m}{Q} \times \mu_0 \times l_{prim} \times \lambda_d \times N^2, \quad (5.27)$$

Hamba puisteinduktiivsuse väärtus sõltub õhupilust, hammaste omavahelisest kaugusest ja mähise konfiguratsioonist.

Mähise otsa puisteinduktiivsus on leitav all oleva valemiga:

$$L_w = \frac{4 \times m}{Q} \times q \times N^2 \times \mu_0 \times l_{wA}, \quad (5.28)$$

$$\text{kus } l_{wA} = 2 \times l_{ew} \times \lambda_{lew} + W_{ew} \times \lambda_w$$

l_{ew} on mähise otsa keskmine pikkus, W_{ew} on mähise otsa keskmine laius, λ_{lew} ja λ_w on mähisepea magnetilise jäävuse väärtused vastavalt mähisepea ristlõikele [5].

Puisteinduktiivsuste arvutuslikud väärtused ja nende osakaal võrreldes magnetiseeriva induktiivsusega on ära toodud all olevas tabelis:

Tabel 5.1. Puisteinduktiivsuste arvutuslikud väärtused

Nimetus	Tähis	Väärtus (mH)	Osakaal võrreldes magnetiseeriva induktiivsusega (%)
Õhupilu puisteinduktiivsus	L_δ	0,467	2,40
Urde puisteinduktiivsus	L_u	4,262	21,91
Hamba tipu puisteinduktiivsus	L_d	0,931	4,79
Mähise otsa puisteinduktiivsus	L_w	3,417	17,57
Puisteinduktiivsuste summa	L_σ	9,465	48,66
Magnetiseeriv induktiivsus d- ja q- teljel	L_{mdq}	19	

5.4.2 Masina momendi arvutamine

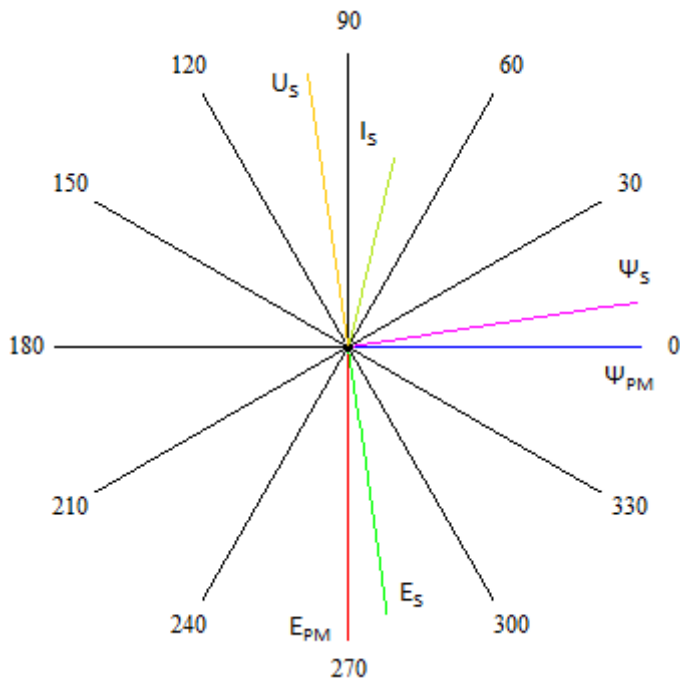
Mootori moment avaldub järgneva valemi abil [5]:

$$T = \frac{m}{2 \times \pi \times n} \times \left[\frac{E_{pm} \times U}{\omega \times L_{mdq}} \times \sin(\delta_a) + \frac{U^2}{2} \times \left(\frac{1}{\omega \times L_{mdq}} - \frac{1}{\omega \times L_{mdq}} \right) \times \sin(2 \times \delta_a) \right], \quad (5.29)$$

Analüüsis valem (5.29) näeme, et see lihtsustub märgatavalt, kuna d- ja q-telje induktiivsused on võrdsed ja antud osa valemist nulliga. Seega moment sõltub mähise konfiguratsioonist (faaside suhe pooluste arvu staatoris), staatori pingest ja püsimagnetite poolt tekitatud vastuelektromotoorjõu suhtest magnetiseeriva induktiivsuse ja pöörlemiskiiruse korrutisse ning koormuse nurgast δ_a .

Staatori voolu saame avaldada valemiga $I_m = \frac{E_{pm} \times \sin \delta_a}{\omega \times L_{mdq}}$ (5.30).

Elektrimasina omaduste kirjeldamiseks sobib hästi vektordiagramm. Kasutades mootori korral esinevat seoste loogikat on see esitatud joonisel 5.7.



Joonis 5.7. Mootori vektordiagramm

Püsimagnetite magnetväli tekitab magnetvoo rootorit ja staatorit ühendavas magnetahelas. Nagu eelnevalt teame, sõltub magnetvoo tihedus ahela osade magnetilistest pingelangudest, mis arvatud peatükis 5.2 ja 5.3. Magnetvoog, aheldudes kõigi mähise keerdudega, tekitab staatorimähise ümber aheldusvoo Ψ :

$$\Psi = k_w \times N \times \Phi = L \times I, \quad (5.31)$$

Aheldusvoo muutumine ajas, mis on tingitud rootori pöörlemisest staatoris, indutseerib staatorimähisesse vastu emj, mis jääb aheldusvoost 90° maha.

Teiselt poolt on mootori puhul tema toiteklemmidel võrgupinge U ja mähises tekkiv vool indutseerib staatorimähisesse emj, mille erinevus võrgupinge suhtes võrdub mähisel oleva pingelanguga. Indutseeritud emj jääb võrgupingest maha 180° .

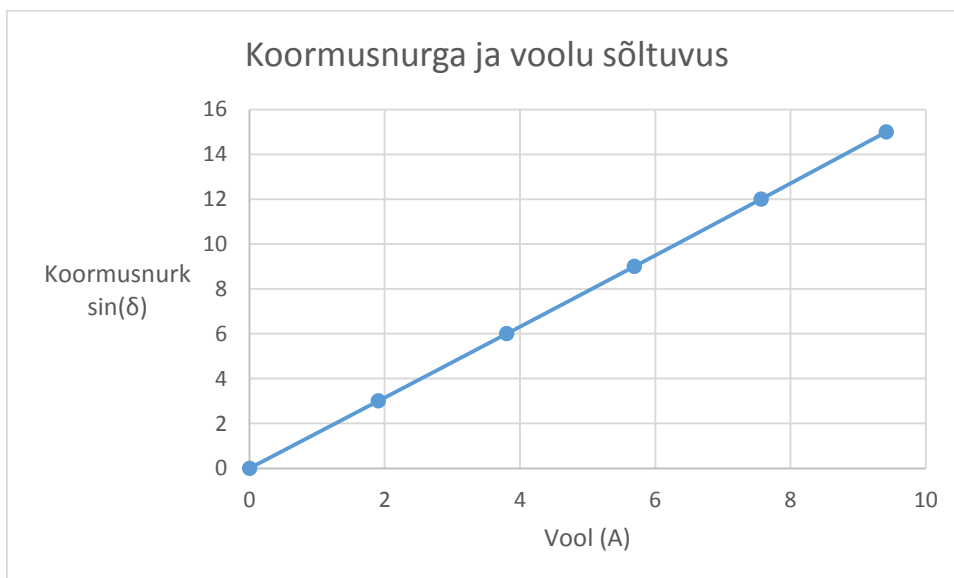
Olenevalt sellest, kuidas emj ja vastu-emj väärtuste omavaheline suhe kujuneb, saab öelda, kas masin on üle- või alaergutatud. Selles töös arvatud masina puhul näeme, et püsimagnetite poolt tekitatud vastu emj väärtus on väiksem, kui staatorimähises indutseeritud emj, ehk tegemist on alaergutatud masinaga. See tähendab, et staatori mähise voolude poolt indutseeritud aheldusvoog on suurem püsimagnetite poolt indutseeritud aheldusvoost. Tekib olukord, kus mootor näib ka tühijooksul ahelas induktiivse koormusena, võttes võrgust

reaktiivenergiat vastavalt valemile (5.31), kus tarbitav voolu hulk sõltub aheldusvoo ja magnetiseerva induktiivsuse omavahelisest suhtest.

Alaergutatud olek on tingitud mähise konfiguratsioonist, kus rohkemate keerdude lisamine staatorimähisesse ei olnud enam füüsiliselt võimalik, kuna mähis koosnes niigi ühest juhust, mis mähiste kaupa faasis oli ühendatud järjestikku ja staatori uurde moodud piirasid rohkemate juhtide lisamist uurdesse ilma vase ristlõiget muutmata. Vase ristlõike muutmine oleks samas tähendanud suurenenud voolutihedust juhtides, mis antud konfiguratsiooni juures ja mähise ülekuumenemise ohu tõttu ei oleks olnud mõistlik.

Valemist (5.31) järeldub samuti, et aheldusvoog on voolu ja magnetiseeriva induktiivsuse korrutis, ehk teades aheldusvoo vektorite vahet, saame teada tarbitava voolu suuruse tühijooksul.

Koormates masinat 8° koormusnurga all, nagu jooniselt 5.7 näha, tekib olukord, kus püsimagnetite poolt indutseeritud aheldusvoo vektor ja võrgupinge poolt indutseeritud aheldusvoo vektor erinevad üksteisest koormusnurga poolest. Sellisel juhul on nende vektorite vahe suurem, aheldusvoog ja magnetiseeriv induktiivsus sama ja sellest tulenevalt vool suurem. Muutes mootori koormusnurka on võimalik koostada koormuskarakteristik, mis näitab ära voolu väärtused erineva koormuse puhul:



Joonis 5.8. Mootori koormuskarakteristik

Kui me võtame arvesse staatori vaskjuhi ristlõikepindala ja voolu väärtusi jooniselt 5.8, siis näeme, et teoreetiliselt ei ole siin arvatud elektrimasina suurem koormamine väga mõistlik. Sellisel juhul läheks voolutihedus juhtides väga suureks ja tekiksid erinevad jahutusega seonduvad probleemid, mis võivad lõppeda staatorimähise kasutuskõlbmatuks muutumisega. Võttes arvesse, et voolutihedus vaskjuhis oleks mõistlik jätta 5 A/mm^2 väärtuse juurde, näeme, et koormuse nurka ei saa tõsta üle 8° .

5.4.3 Masina kadude arvutamine

Kadude arvutamine elektrimasinas on oluline saamaks teada tema võimekust töötada etteantud koormusel. Kadudest, mis masinas tekivad ja mis väljenduvad eralduva soojuse kujul, sõltub see, kas näiteks masina projekteeritud voolu väärtus on sobiv olemasoleva jahutussüsteemi puhul. Seega võib lugeda kadude arvutamist pea sama oluliseks kui elektromagnetilist disaini.

Võttes arvestuseks isolatsiooni eluea kriteeriumi, võib teha üldistuse, et 10 K temperatuuri tõusu üle lubatud väärtuse vähendab isolatsiooni eluiga 50 % [5]. Lisaks tuleb arvesse võtta, et temperatuuri tõus mähistes tõstab ka vase takistust. 50 K tõusu puhul 20°C juurest kasvab takistus 20 % ja 135 K puhul 53 %, eeldades, et mähist läbiv vool jääb samaks.

Elektrimasina kaod koosnevad rauas-, vases-, hõõrde-, rootori- ja muudest kadudest. Põhiosa moodustub rauaskadudest ja vaseskadudest ning järgnevalt on ära toodud nende arvutuskäigud. Kuna ülejäänud kaod omavad väiksemat tähtsust, on nende arvutamine selles töös kõrvale jäetud.

Vaseskaod

Vaseskaod moodustavad suurima osakaalu kõikidest elektrimasina kadudest. Nende suuruseks võib enamasti pidada üle 10 % masina koguvõimsusest. Arvutuskäik on esitatud järgnevalt:

$$P_{Cu} = m \times I^2 \times R_{ac}, \quad (5.32)$$

kus R_{ac} – faasimähise vahelduvvoolu aktiivtakistus

$$R_{ac} = k_R \times \frac{N \times l_{av}}{\sigma \times S_c}, \quad (5.33)$$

kus k_R – pinnaefekti tegur,
 l_{av} – vasekeeru keskmine pikkus,
 S_c – vaskjuhi ristlõikepindala,
 σ – vaskjuhi erijuhtivus.

$$k_R = 1 + 0,59 \times \frac{z_t^2 - 0,2}{9} \times \xi^4, \quad (5.34)$$

kus z_t – vaskjuhte uurdes üksteise peal,
 ξ – vähendatud vaskjuhi kõrgus.

Rauaskaod

Rauaskadude puhul on tegemist vaseskadude järel suuruselt teise kaovõimsuse hulgaga, mis väljendub eralduva soojusena. Arvutused on antud järgnevalt:

$$P_{Fe} = k_{Fe.tooth} \times P_{15} \times \left(\frac{B_{tooth}}{1,5T} \right)^2 \times m_{Fe.tooth} + k_{Fe.tooth} \times P_{15} \times \left(\frac{B_{yoke}}{1,5T} \right)^2 \times m_{Fe.yoke}, \quad (5.35)$$

kus P_{15} – elektrotehnilise terase materjali erikadu,
 m_{Fe} – staatori ikke või hammaste kaal,
 $k_{Fe.tooth}$ –

Rauaskaod koosnevad hüstereesikadudest ja pöörivoolude kadudest. Lihtsustatult saab neid arvutada tootja poolt antud materjali tehniliste omaduste kaudu, mis määrab ära materjali erikaod

Selles töös arvatud kaod on esitatud tabelis 5.2. Valemi 5.35 kaudu arvatud kadude väärtused on täielikult tõesed ainult siinuselise magnetvoo tiheduse muutumise puhul. Elektrimasinates leidub aga lisaks pöörivälju, mille kaod erinevad mõnevõrra muutuva väljatugevusega seotud kadudest. Koos välja harmoonilistega tekitab see olukorra, kus tegelikud kaod võivad olla mõnevõrra suuremad arvutuslikest.

Tabel 5.2. Rauas- ja vaseskaod

	Väärtus (W)	Protsent kogukadudest
Rauaskaod	19,181	10,83%
Vaseskaod	157,891	89,17%

Üldiselt loetakse vaseskadude osakaaluks umbes 7 % masina koguvõimsusest ja rauaskadude osakaaluks 2 % [5]. Võttes prototüüpmasina arvutusliku võimsuse 1668 W, saame, et vaseskaod moodustavad 9,5 % ja rauaskaod 1,2 % koguvõimsusest. Seda võib lugeda suhteliselt ootuspäraseks tulemuseks.

6 MAGNETVÄLJA JAOTUSE ANALÜÜS LÕPLIKE ELEMENTIDE MEETODIL

Lõplike elementide meetodiga on võimalik analüüsida magnetahelat palju põhjalikumalt ja kiiremini, kui seda analüütiline meetod võimaldab. Sellest tulenevalt annab see võimaluse jõuda lähemale parimale võimalikule konstruktiivsele lahendusele ja ette näha erinevaid kitsaskohti konkreetses disainis.

Üleval toodust hoolimata keskendub see peatükk rohkem analüütilise meetodiga arvutatud masina arvutuste kontrollimisele simuleerimise abil ja mitte nii väga masina parameetrite sügavuti optimeerimisele. See tuleneb lähteülesandest, kus projekti toorikuks oli võetud töötav elektrimasin, ja tulenevalt kitsendusest oli staatori ja rootori konfiguratsiooni muutmine piiratud võimalustega.

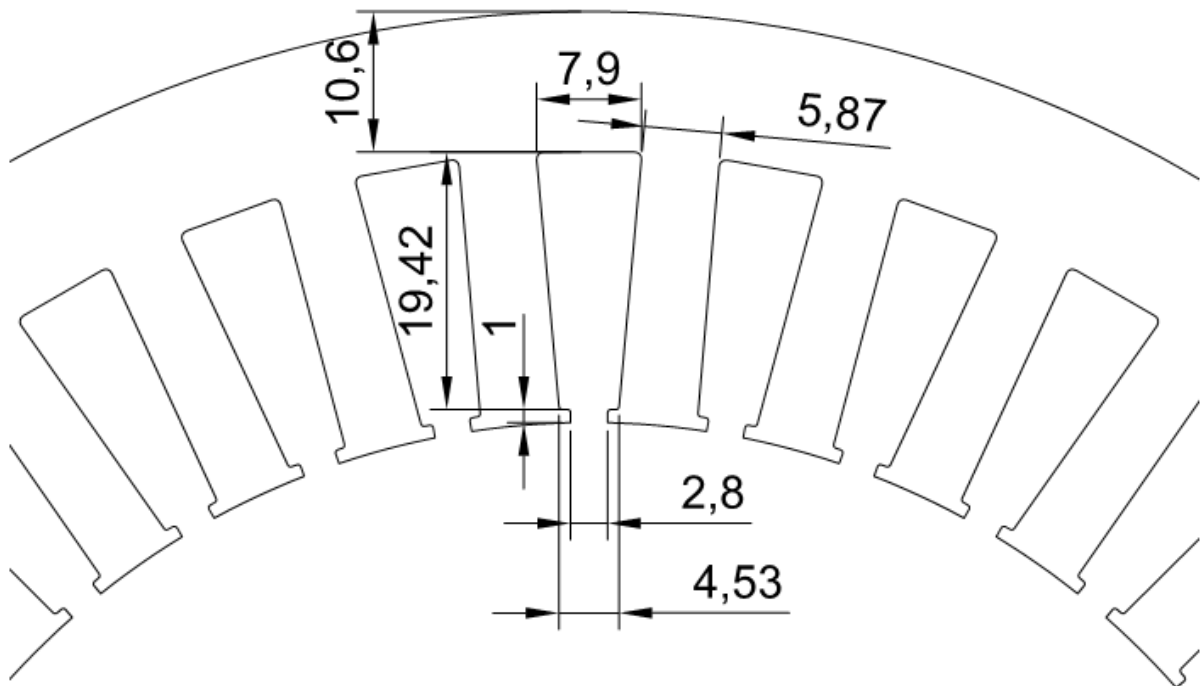
Magnetahelate arvutamiseks osutus valituks programm FEMM, kuna tegemist on vabavaral põhineva magnetahelate arvutamise programmiga, mis oma ülesehituselt on suhteliselt lihtne ja kiiresti hoomatav. Lisaks on kahe mõõtmelise joonise valmistamisele programmis võimalik importida .dxf failivormingut, mis lihtsustab mudeli valmistamist ja vähendab sama detaili mitmekordset joonestamist.

6.1 Mudeli koostamine

Programmi kasutamine on suhteliselt lihtne. Esiteks tuleb defineerida lahendamist vajav probleem, milleks praegusel juhul on kahe mõõtmeline magnetahela arvutust hõlmav ülesanne. Seejärel imporditakse või joonestatakse detaili joonis, mille põhjal arvutust teostatakse. Pärast detaili joonestamist antakse mudeli osadele vastavad materjali omadused ja defineeritakse komponente ühendavad ahelad - näiteks staatori mähised ja neid läbiv voolu hulk.

6.1.1 Staatori mudel

Staatori modelleerimine põhines olemasoleva elektrimootori staatoripaketilt võimalikult täpses mõõtmises. Tuleb märkida, et võetud mõõdud ei pruugi olla alati täielikult originaalilähedased, kuna erinevate nüansside tõttu, mis tulenesid nii staatori disainist kui ka olemasolevate mõõteriistade võimekusest, ei olnud alati võimalik täpset mõõtu võtta, vaid tuli kasutada ka tuletamist. Saadud staatori paketi mõõdud on esitatud joonisel 6.1.

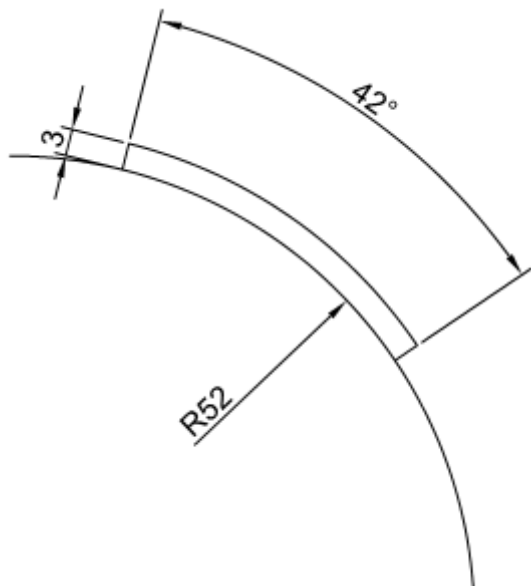


Joonis 6.1. Staatori joonis, mõõdud millimeetrites

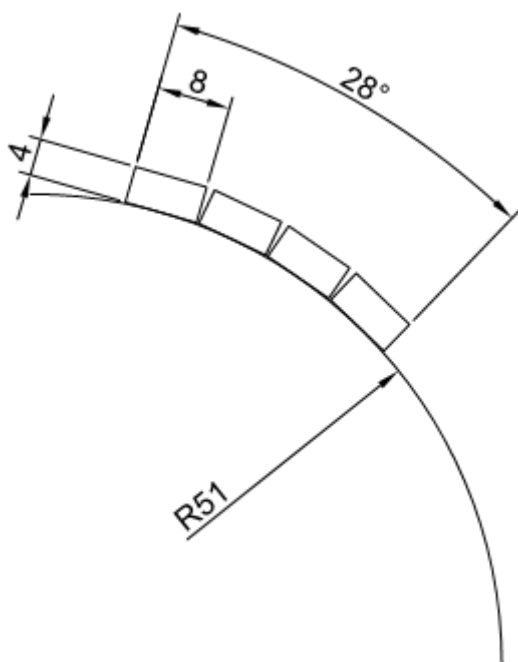
6.1.2 Rootori mudel

Rootori mudeli koostamise eesmärgiks oli kontrollida analüütilise meetodi arvutuste täpsust, kuna rootori poolt tekitatud magnetahela kadusid ei olnud seal arvatud. Algne plaan oli kasutada poolustel raadiusega magnetelemente, nagu näidatud joonisel 6.2. Tehes hinnapäringut magnetite kohta Neorem'i [12], sain pakkumise kasutada poolusel NdFeB

magnetite elemente, millest moodustuksid magnetpoolused. Sellest tingitud disaini muudatus on näha joonisel 6.3.



Joonis 6.2. Raadiusega kavandatud tervikmagnet, mõõdud millimeetrites



Joonis 6.3. Optimeeritud lahendus, kus poolus koosneb magneti elementidest, mõõdud millimeetrites

Rootori üks poolus, mis on kaetud püsimagnetitega, moodustus kokku 12 üksikust magnetist, mis paigutati konfiguratsioonis 4 x 3, kus radiaalselt rootori suhtes oli kõrvuti 4 magnetit ja pikisuunas 3 magnetit. Tegemist on optimaalse lahendusega, mis peaks andma suurusjärgus sama magnetvoo väärtuse, mis raadiusega tervikmagnetite puhul. Teoreetiliselt võib sellise lahenduse mõjul tekkida teatud määral ebahühtlasem magnetvoo tiheduse jaotus pooluse magnetelementide vahel, aga prototüüpmasina puhul loen seda lahendust õigustatuks.

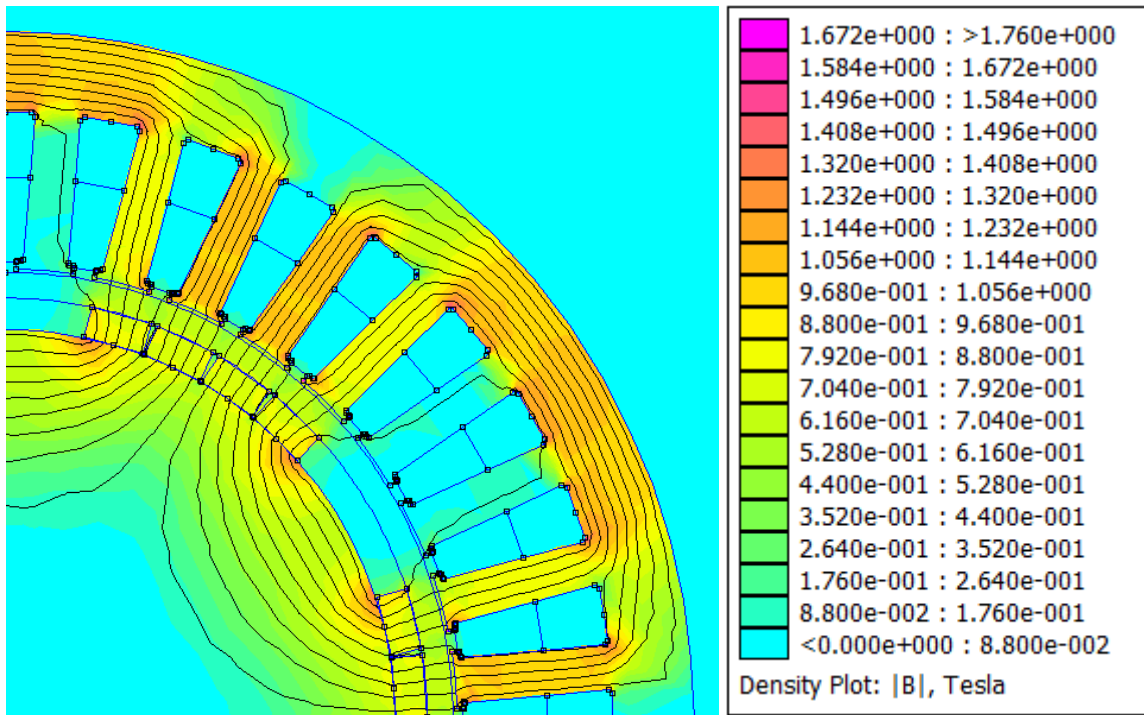
Staatori ja rootori vaheline reaalne õhupilu sai valitud 4 mm, mahutamaks magnetite peale ka summutusmähist. Nagu selgus eelnevalt, kasutades analüütilist meetodit, oli reaalse õhupilu projekteerimine selliste mõõtmetega liiga optimistlik ja õhupilu magnetiline pingelang osutus väga suureks. Seda kinnitavad ka edasised magnetahela arvutused lõplike elementide meetodiga.

6.2 Simulatsioon

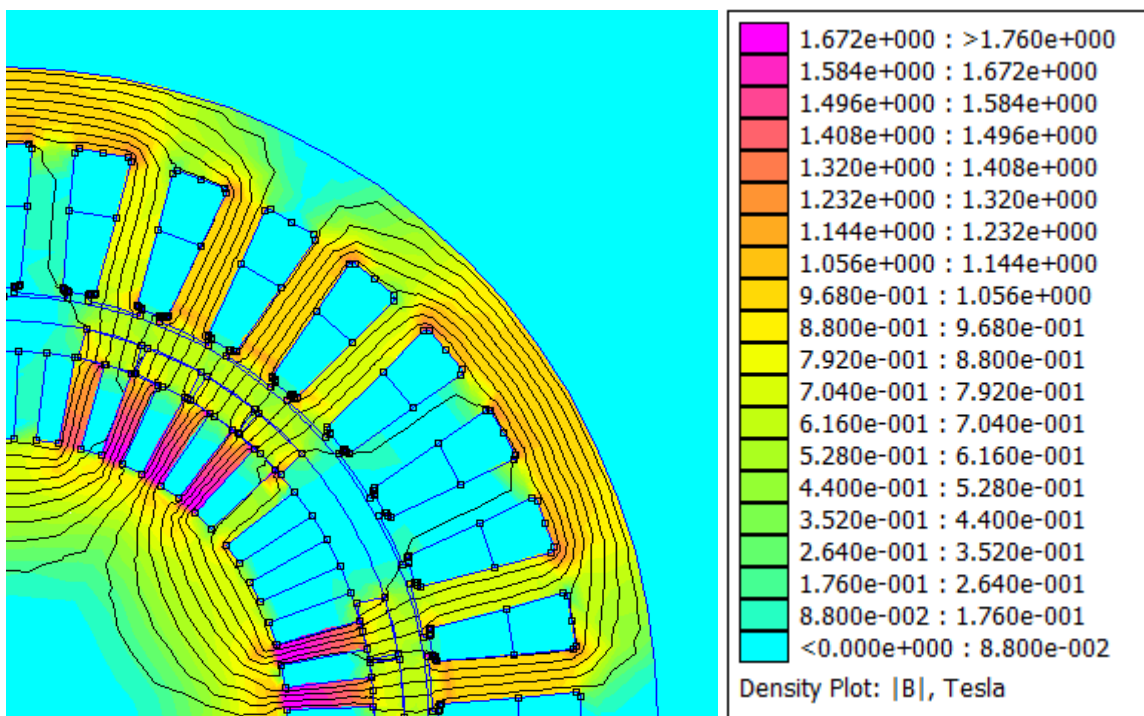
Magnetahela lõplike elementide meetodiga arvutamine seisneb erinevatele mudelis kasutatud materjalidele magnetiliste omaduste andmises ja mudeli geomeetria jagamises kolmnurkadeks. Kolmnurkadeks jagamine on vajalik mudelis esinevate raadiuste etteantud määral lihtsustamiseks. See tähendab, et mida detailsem on mudel oma geomeetria, seda suuremaks saab kolmnurkade koguarv ja seda aeganõudvam, kuid samas ka täpsem on arvutusprotsess.

Programm arvutab kõigi joonisel sisalduvate kolmnurkade magnetilised potentsiaalid ja koostab selle põhjal magnetahela mudeli. Tulemusena on võimalik analüüsida magnetahela eri osade magnetvoo tihedusi ja magnetiliste jõujoonte sulgumise teid.

Järgmisena on esitatud magnetahela simulatsioonid, kus joonisel 6.5 on rootor kujutatud koosnevat ainult elektrotehnilisest plekist ja joonisel 6.6 on modelleeritud rootori uurded ja lühismähis. Simulatsioonid on koostatud kasutades rootori magnetite poolt tekitatud magnetvälja, staatori mähiseid sel hetkel vool ei läbi.



Joonis 6.5. Magnetahela simulatsioon ilma rootori uurdeid arvesse võtmata



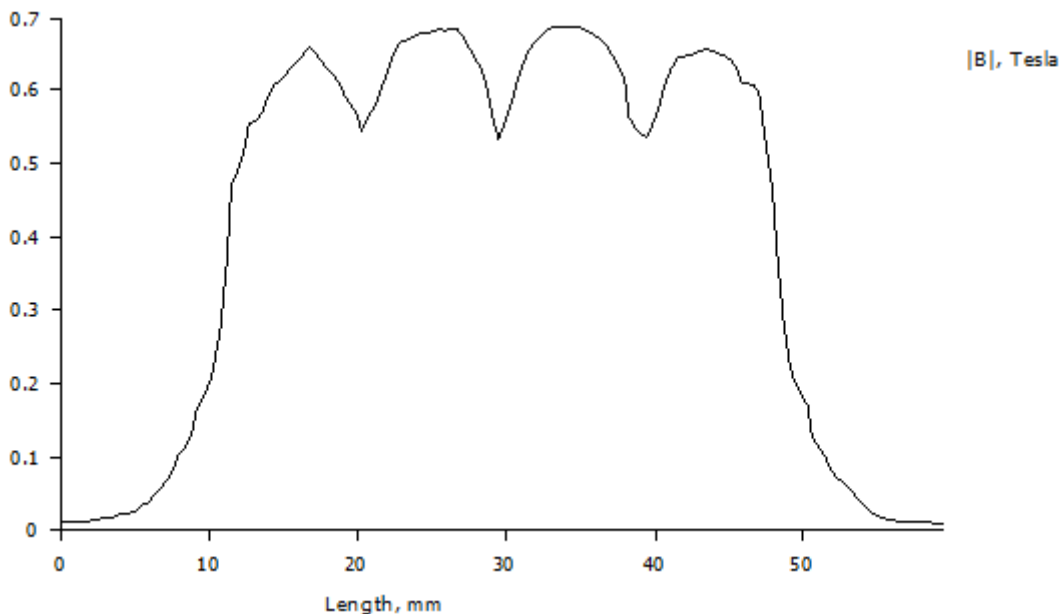
Joonis 6.6 Magnetahela simulatsioon, võttes arvesse rootori uurdeid

Nagu eelnevatest joonistest saab järeldada, tekitavad suhteliselt kitsad rootori uurded märgatava magnetvoo tiheduse erinevuse võrreldes ilma uureteta rootoriga. Jooniselt 6.6 järeldub, et magnetvoo tihedus rootori hammastes on kuni 1,8 T, mis näitab nende

küllastunud olekut. Samas, jooniste 6.5 ja 6.6 võrdlusena saab välja tuua, et kogu magnetahela üldine küllastatus on suhteliselt madal, milles on suur osa mängida rootori õhupilul, mis tekitab märgatavalt suure magnetilise pingelangu.

Analüüsidest õhupilu magnetvoo tihedust saame selle keskvaärtuseks pooluse ulatuses umbes 0.4 T, mis on suhteliselt lähedal analüütilise meetodi arvutustulemusele. Arvestades, et analüütiline meetod ei võtnud arvesse puisteinduktiivsusi ja rootori ehituslikke eripärasid, on see suhteliselt lähedane tulemus. Suur osa sellest tuleb siiski kirjutada staatori ja rootori õhupilu arvele, mis oma pikkuse tõttu peidab ära teised magnetilised pingelangud.

Magnetvoo tiheduse jaotus õhupilus pooluse ulatusel on näha jooniselt 6.7.



Joonis 6.7. Magnetvoo tiheduse jaotus õhupilus.

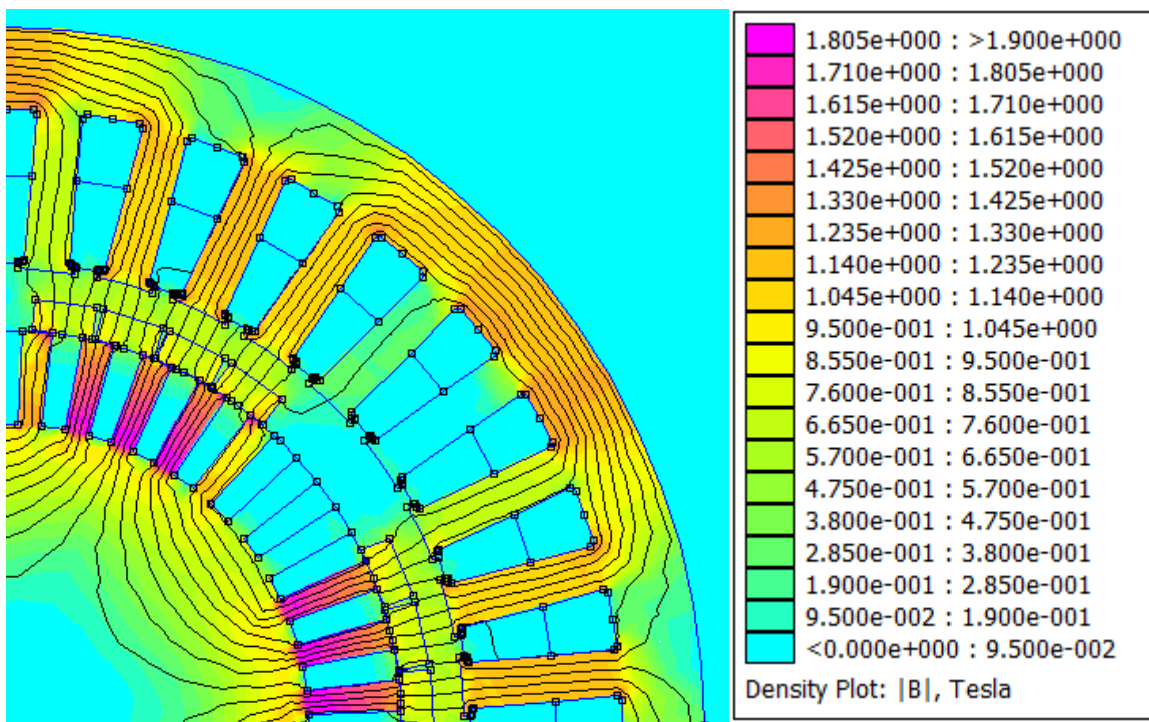
Analüüsidest magnetvoo tiheduse jaotust näeme, et see on suhteliselt kaugel ideaalsest, siinuse kuju järgivast. Analüüsidest konkreetset masinat, saab välja tuua järgnevad põhjused:

- Tegemist on rootoriga, kus ei ole poolusekingi ja õhupilu suurus staatori ja rootori vahel on terve õhupilu laiuse ulatuses lineaarne. Muutes õhupilu pikkust staatori ja rootori vahel selliselt, et see pooluse äärtes on suurem ja pooluse keskel väiksem, on võimalik muuta magnetvoo tihedust poolusel selliselt, et see järgib siinuselist kuju.
- Magnetite jaotus poolusel on liiga kitsas. Võttes arvesse pooluskaare pikkust, mis konkreetsel juhul on 57 mm, ja magnetitega kaetud ala laiust, mis on $8 \times 4 = 32$ mm

ehk 56 % pooluse laiupest, jõuame järeldusele, et ideaalsest jaotisest, mis moodustaks umbes 70 % poolusest on puudu 14 %, ehk ühe magneti laiuse jagu.

Üleval toodud punktides esimene on rootori ehituslik eripära ja selle muutmine tähendaks rootori täielikku ümberprojekteerimist, koos magnetite paigutuse muutmisega, mis ei ole otstarbekas. Teises punktis toodu on aga arvutuslik möödalaskmine, mille vältimine oleks suhteliselt lihtsalt välditav olnud, liimides rootori poolusele lisamagnetite rea. Selle tulemusel oleks tõusnud ka magnetvoo tihedus rootori pooluse servas olevates staatori uuretes, kus hetkel on see suhteliselt madal. Põhimõtteliselt võib joonist 6.5 või 6.6 vaadeldes järeldada, et osa masinast peaaegu ei tee tööd, kuna pooluse äärmisi uurdeid läbiv magnetvoog on peaaegu olematu, küündides vaid 0,1 T väärtuseni.

Joonisel 6.8 on esitatud magnetahela simulatsioon, kasutades 8° koormusnurka ja 5 A voolutihedust staatori U-faasis. V ja W faasi voolud on vastavalt -2.5 A.



Joonis 6.8. Rootor 8° koormusnurgaga

Võib järeldada, et üldine magnetahela pilt ei muutunud – ootuspäraselt omavad maksimaalset magnetvoo tiheduse väärtust rootori hambad, mis on sarnaselt eelnevale simulatsioonile joonisel 6.6 küllastunud.

7 ELEKTRIMASINA ÜMBEREHITUS

See peatükk keskendub eelnevate arvutuste põhjal asünkroonmootori AOL2-31-6 ümberehitusele püsimagnetitega sünkroonmasinaks. Järgnevalt on eraldi ära toodud staatorimähise ja rootori disaini muutusi kirjeldavad alamlõigud.

7.1 Staatorimähise ümberehitus

Staatori mähise konfiguratsioon oleks võinud põhimõtteliselt samaks jääda, kuna tegemist oli töökorras kuue poolusega mähisega. Olenemata sellest otsustasin staatori ümber mähkida, kasutades ühekihilise mähise asemel kahekihilist, lühendatud sammuga staatorimähist.

Kahekihilise mähise puhul on mähispoolide arv võrdne uurete arvuga. Ühte uurdesse paigutatakse kaks mähisepoolt selliselt, et ühe mähise üks külgedest asetseb uurde alumises osas ja selle sama mähise teine külg sammu võrra nihkes oleva uurde ülemises osas. Seega on iga uure sellist mähkimise viisi kasutades jagatud kaheks – ülemine ja alumine pool.

Mähise jaotus alumises ja ülemises uurde pooles ei pea olema võrdne. Ehk sama faasi mähised ei pea asetsema kõik kohakuti vaid võivad olla omavahel nihkes. Lühendades mähise sammu näiteks uurde võrra saame olukorra, kus kõik ülemises uurde pooles olevad mähised on ühe uurde võrra nihkes kellaosuti suunas. Selline lahendus vähendab faasis indutseeritud elektromotoorjõudu mähkimise teguri k_w võrra, kuna aheldusvoog, mis mähiseid ühendab väheneb. Teisalt hoiab see kokku mähiseseksiooni valmistamiseks kuluvat materjali, kuna enam ei pea üksik seksioon ulatuma täit sammu pikkust ning mähise laupühendused on selle võrra lühemad. Samuti vähenevad masinas indutseeritud harmooniliste osakaalud, mis on täpsemalt lahti seletatud mähkimise teguri kaudu.

Lühendatud sammu iseloomustatakse tähisega W ja arvutatakse läbi pooluse sammu τ_p . Valem selleks võrdub $W = x \times \tau_p$, kus x näitab mähise sammu vähendamise kordajat. Konkreetse töös on kasutatud ühe uurde võõra sammu lühendamist, samas näitavad

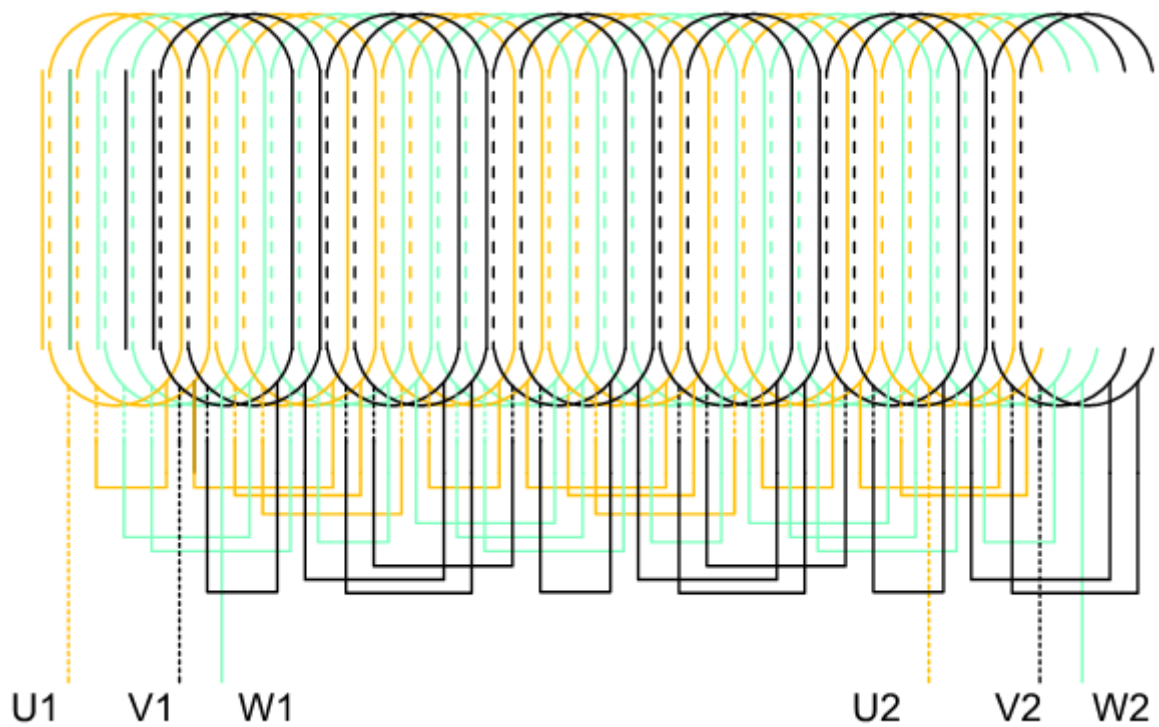
arvutused, et lühendades sammu kahe uurde võrra on võimalik täielikult vältida kolmandat harmoonilist, samas suureneb sellega märgatavalt viienda harmoonilise osakaal.

Väärtus ν valemites (5.4) ja (5.5) iseloomustab, mitmenda järgu harmoonilisega on tegemist. Väärtuse $\nu = 1$ puhul saame kätte mähkimise teguri põhikomponendi, mis on iseenesest esimese liigi harmooniline. Asendades ν väärtuse vastava järgu harmoonilise väärtusega on võimalik analüüsida nende suurusi, selgitamaks välja parimat sobilikku lahendust.

Seega on lühendatud sammu kasutamisest saadav tulu suuresti kompromisside küsimus. Üldiselt loetakse mõistlikuks sammu vähenduseks kuni $W = 0,8 \tau_p$, kahepooluselistel masinatel kuni $W = 0,7 \tau_p$. [5].

Staatorimähise ümberehitamiseks sai koostatud skeemi joonis, mille alusel seda teostada. Nagu eelnevalt mainitud, on tegemist kahe korruselise, ühe uurde võrra lühendatud sammuga mähisega. Kuna staatoripakett jäi samaks, on uurete arvuks 36. Soovist tagada masina töötamine 230 / 400 V võrgupingel, jäi faasimähiste omavahelisi ühendusi tehes kehtima sama süsteem, mis originaal mähise puhulgi – mähisesektsioonid keritud ühest juhust, 30 keerdu sektsioonis ja kõik jadamisi ühendatud. Täpne skeemi joonis on nähtav jooniselt 7.1. Kasutatud vasktraadi ristlõige jäi ligilähedaseks algse 1,04 mm²-ga. Ümbermähkimine teostati alltöövõtuna.

Mähise temperatuuri mõõtmiseks katsete käigus sai mähise laupa paigaldatud temperatuuri andur. Andur seoti võimalikult paketi lähedale tagamaks võimalikult täpset mõõtetulemust. Ümbermähitud staator on kujutatud pildil 7.1, kus on näha ümartraadist keritud kahekihiline mähis, uurde seinale isolatsiooniks paigaldatud paber ja osalist taaskasutust leidnud puidust kiilud. Pärast mähkimist staatori mähise laubad seoti ja vaigutati, tagamaks nende mehaanilist tugevust.



Joonis 7.1. Staatori übermähkimise skeem



Pilt 7.1. Kahekihilise mähisega übermähitud staator

7.2 Rootori ümberehitus

Rootori ümberehituse eesmärgiks on valmistada lühisrootori põhjal püsिमagnetitega rootor, kus saaks kasutada ka summutusmähist. Ümberehitus peaks tagama võimalikult suures osas algse rootori disaini säilimise, hoidmaks töö hinna mõistlikkuse piires.

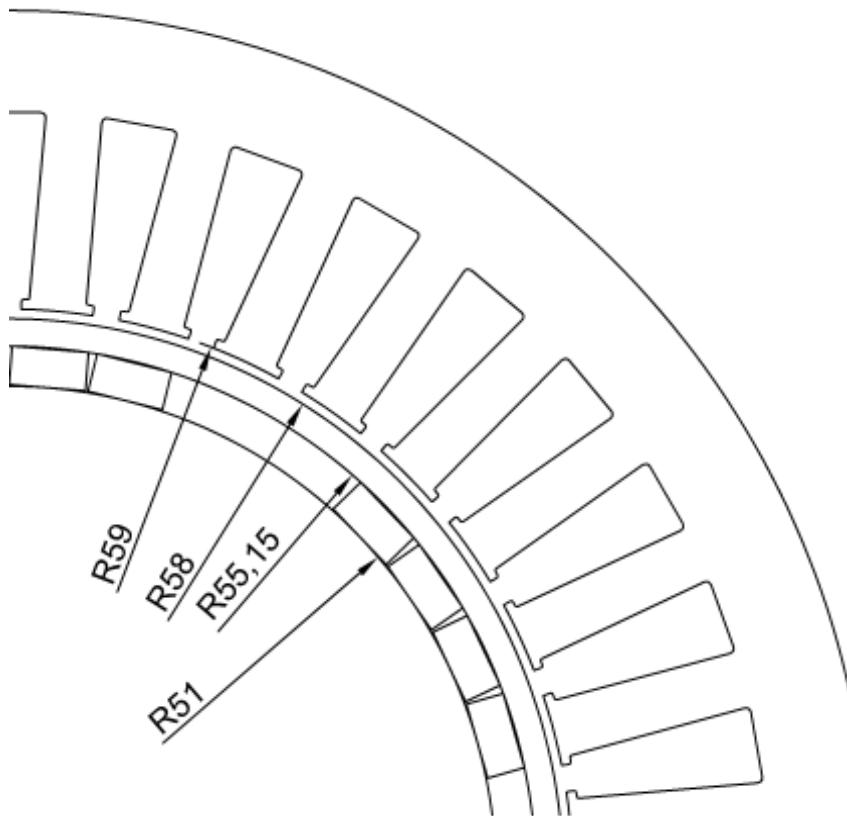
Kuna kontseptsioon näeb ette püsिमagnetite paiknemist rootori pinnal, oli esimeseks etapiks rootori diameetri vähendamine. Rootori diameeter freesiti 51 mm peale, tagamaks piisava ruumi püsिमagnetitele, summutusmähisele ja staatori ja rootori vahelisele õhupilule. Nagu eelnevalt joonisel 6.3 näha, koosnes magnetpoolus üksikutest magneti elementidest.

Üksikute magneti elementide liimimine poolusele osutus mõnel määral keerulisemaks, kui seda oleks olnud raadiusega magnetite puhul – nimelt mõjutasid kõrvuti asetsevate magnetite väljad üksteist ja nende paigal hoidmine kuni liim kõvenes, osutus kohati keerukaks. Kokkuvõttes saab siiski öelda, et paigaldamine oli edukas ja kõik rootoril olevad magnetid jäid terveks. Sellele aitas kindlasti kaasa ka magnetite pinnal olev nikli kiht, mille üheks eesmärgiks ongi tagada magnetitele suurem mehaaniline vastupidavus.

Joonisel 7.2 on esitatud rootori mõõtmed koos paigaldatud summutusmähisega. Summutusmähise pikkus on võrdne magneti elementide pikkusega mööda rootori telge, ehk 90 mm. Pildil 7.2 on kujutatud rootor koos paigaldatud summutusmähisega.



Pilt 7.2. Rootor koos summutusmähisega

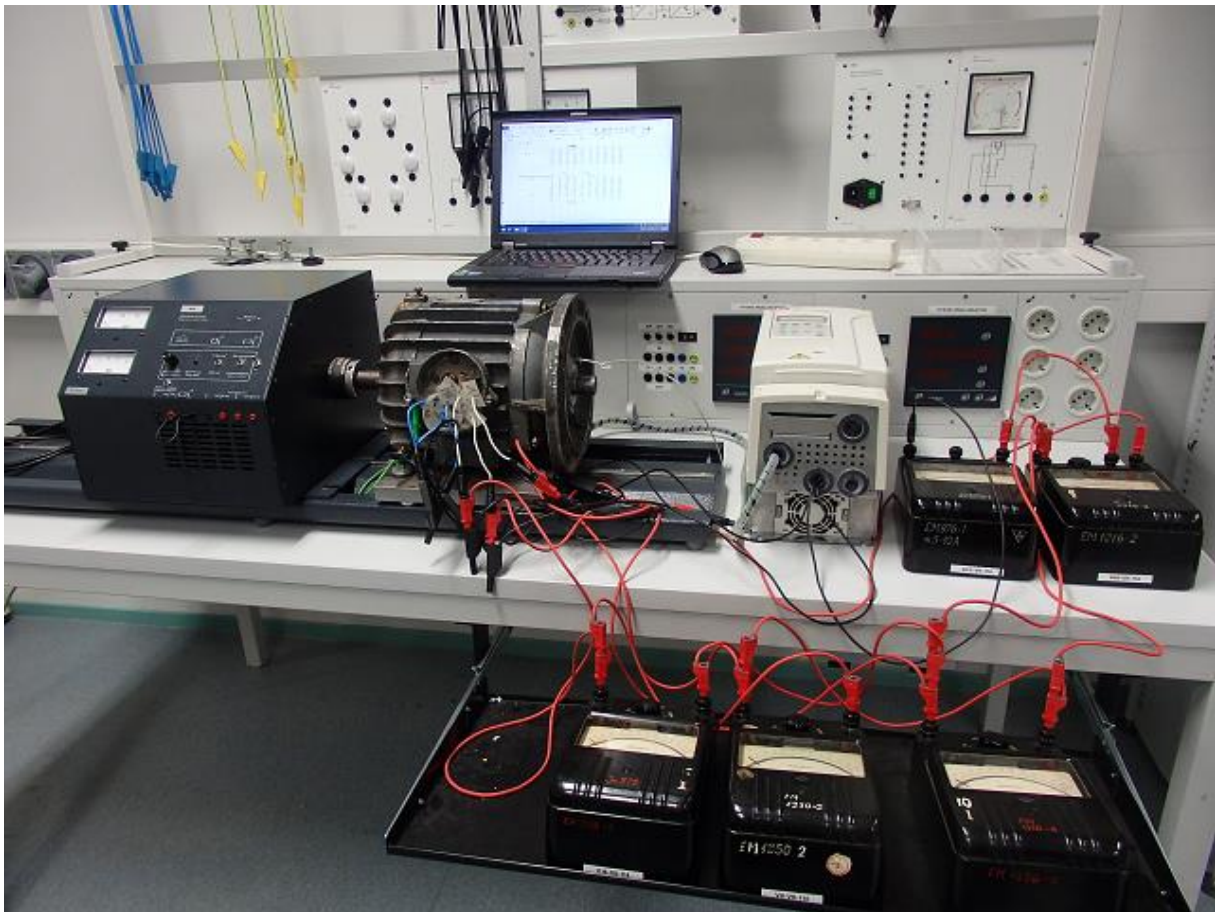


Joonis 7.2. Rootori andmed, mõõdud millimeetrites

Analüüsid staatorimähise ja summutusmähise ruumalade suhet, selgub olukord, kus summutusmähis moodustab üle 30 % soovituslikust staatorimähise ruumalast [5]. Selle tulemusel võib tekkida olukord, kus mootori režiimis katsetades ei jõua mootor sünkroonkiirusele, kuna summutusmähise poolt tekitatud moment on kõrgem, kui püsिमagnetite oma.

8 KATSEMASINA EKSPERIMENTAALNE UURIMINE

Eelnevalt toodud arvutuste põhjal valmistatud katsemasin sai testimiseks viidud Elektrotehnika instituudi laborisse katsestendi. Testide ülesandeks oli veenduda masina arvutuslike parameetrite vastavuses reaalsesse mõõtetulemustesse. Läbiviidud katsed on ära toodud järgnevalt ja pildil 8.1 on ära toodud katsestend.



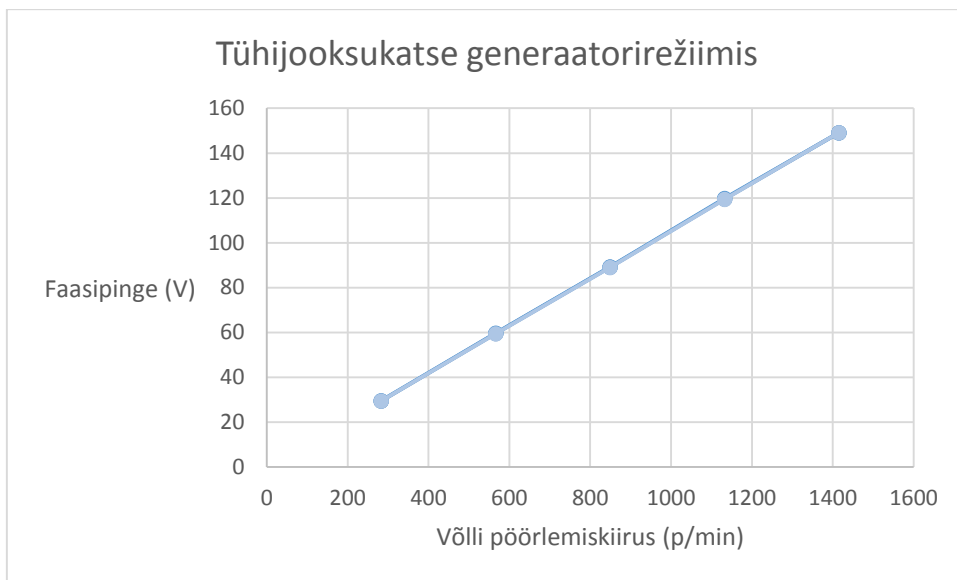
Pilt 8.1. Katsestend mootorirežiimis

8.1 Katsed generaatorirežiimis

Katsed generaatorirežiimis viidi läbi, kasutades veomootorina sagedusmuunduriga juhitavat 1 kW, 4-pooluselist asünkroonmootorit nimivooluga 2,5 A. Mootor ja testseade olid omavahel ühendatud jäiga siduriga ning koormusena kasutasin vajadusel 70 Ω reostaate.

Generaatorirežiimis katsetades puudus rootoril summutusmähis. Samas ei oleks selle olemasolu ka tulemusi märgatavalt mõjutanud, kuna summutusmähise mõju avaldub peamiselt siirdeprotsesside käigus [5].

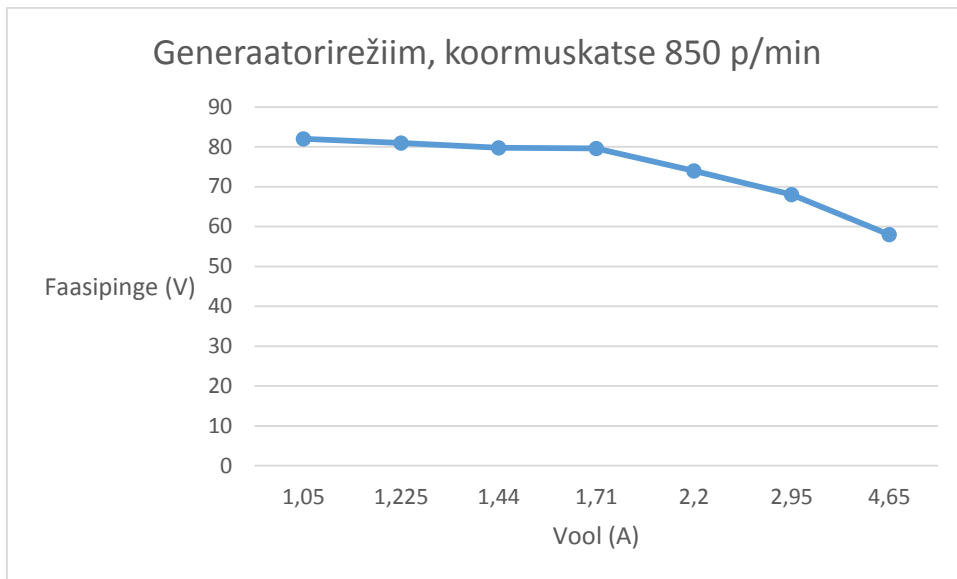
Tühijooksu katse tulemused on nähtavad jooniselt 8.1 ja mõõteandmed on leitavad lisa 1 alt.



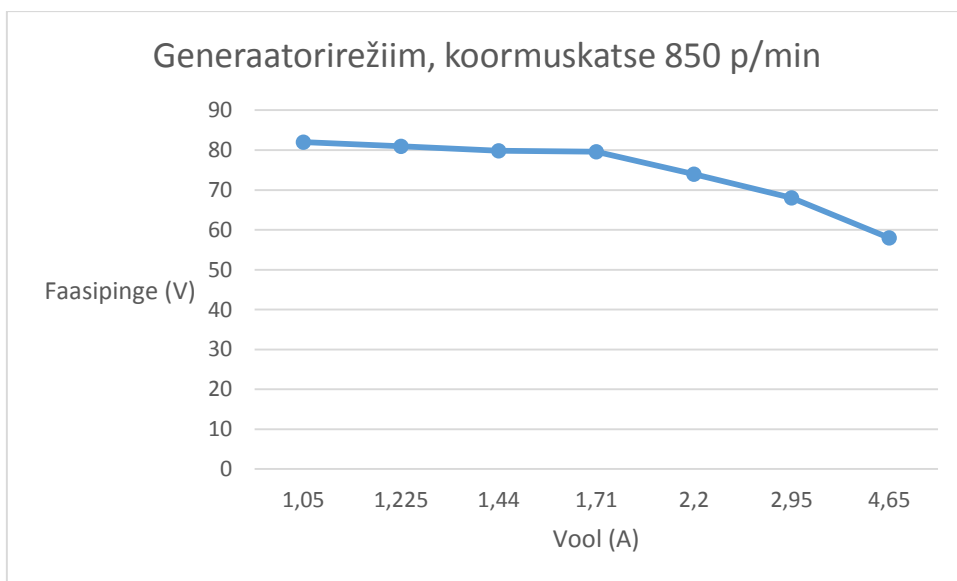
Joonis 8.1. Tühijooksukarakteristik generaatorirežiimis

Koormuskatsete tulemused on nähtavad joonistelt 8.2, 8.3 ja 8.4 Koormuskatse puhul kasutati kolme veomootori sagedust: 30 Hz, 35,34 Hz ja 50 Hz. Koormust tõsteti vähendades takistusi 70 Ω pealt 15 Ω -ni. Koormuskatsete mõõteandmed on leitavad lisa 2 alt.

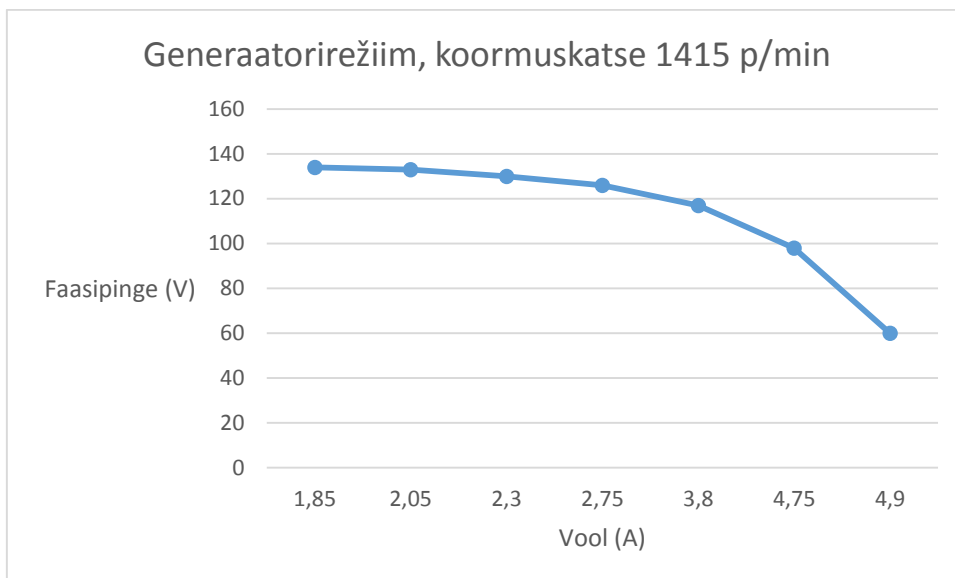
Erandina võib välja tuua katset faaside koormusel 10 Ω ning sagedusel 24 Hz. Tegemist oli proovikatsega võimalikult väikese koormuse juures. Kahjuks sai selle katse puhul piiravaks teguriks veomootori sagedusmuunduri võimsuse piirang – lubatud maksimaalse voolu väärtus ületati ja seega jäi suurimaks sageduseks 24 Hz. Võlli pöörlemiskiirus oli 962 p/min ja faasipinge 40 V ning faasi vool 5,2 A.



Joonis 8.2. Koormuskatse 30 Hz juures

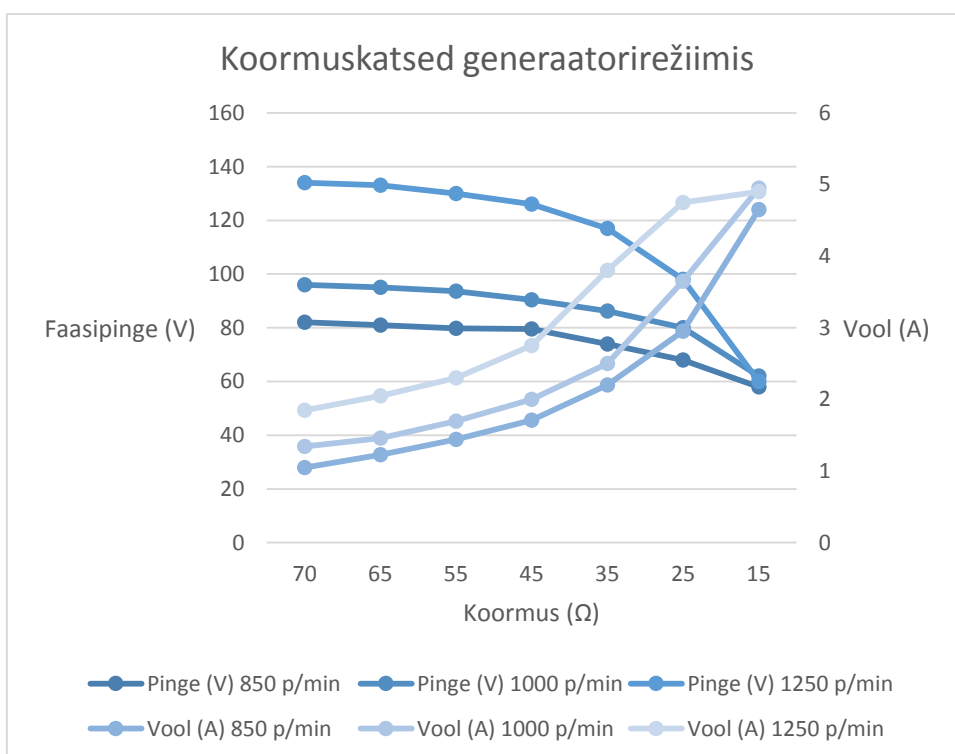


Joonis 8.3. Koormuskatse 35.34 Hz juures



Joonis 8.4. Koormuskatse 50 Hz juures

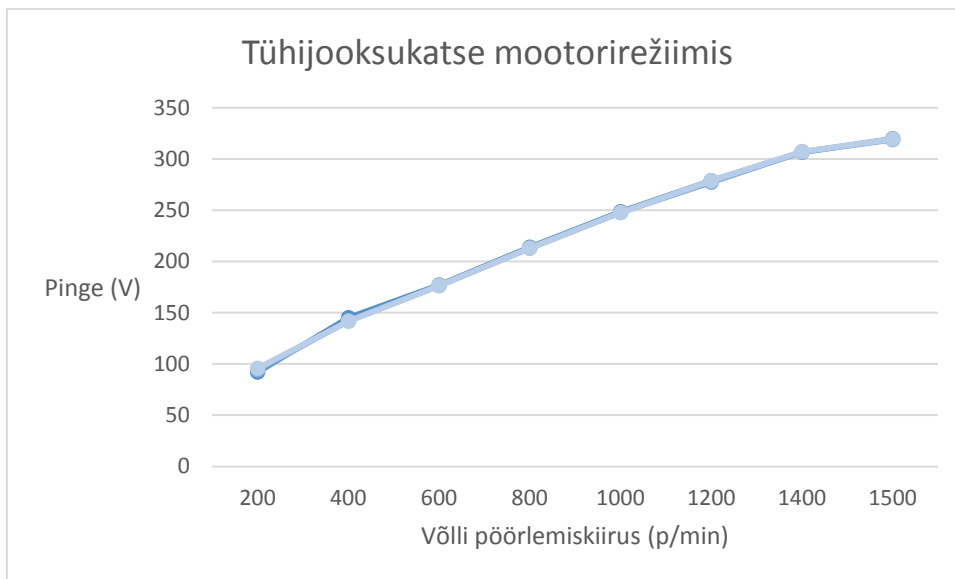
Joonisel 8.5 on kujutatud koormuskatsete pingelangud erinevate võlli pöörlemiskiiruste puhul. Tulemused on esitatud ühes graafikus, tuues eraldi välja pingelangude voolude väärtused.



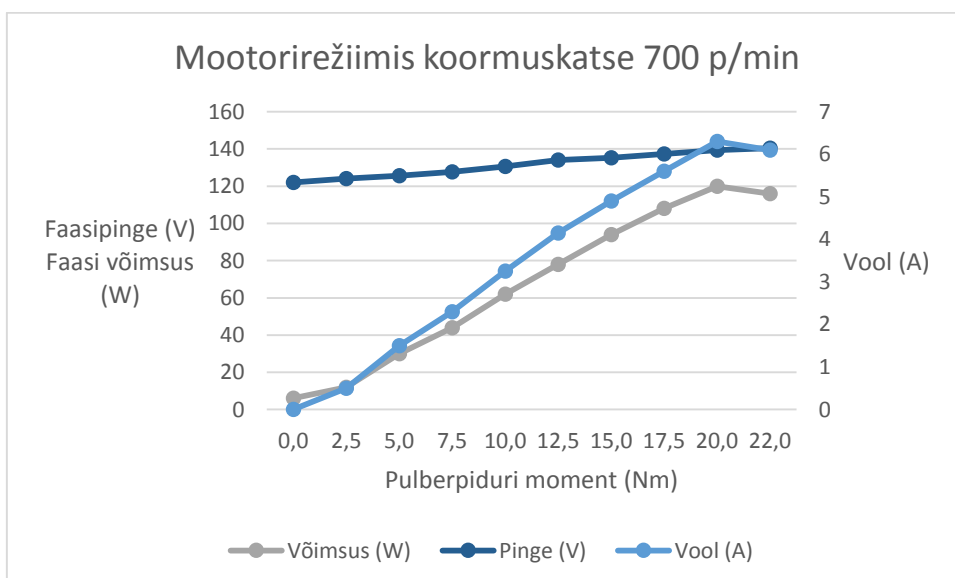
Joonis 8.5. Generaatorirežiimi koormuskatsete graafikud.

8.2 Katsed mootorirežiimis

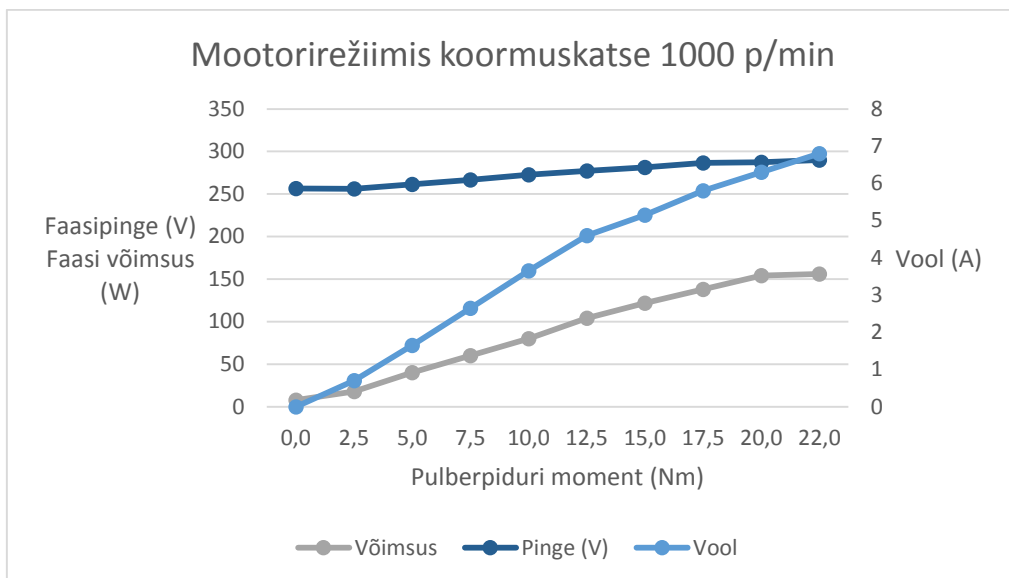
Katsed mootorirežiimis viidi läbi kasutades ABB ACS800 sagedusmuundurit ja pulberpidurit. Tühijooksukarakteristik on esitatud joonisel 8.6 ning koormuskatsed joonistel 8.7, 8.8 ja 8.9. Mootorirežiimis tühijooksu katse algandmed leitavad lisa 3 alt ja koormuskatsete andmed lisa 4 alt.



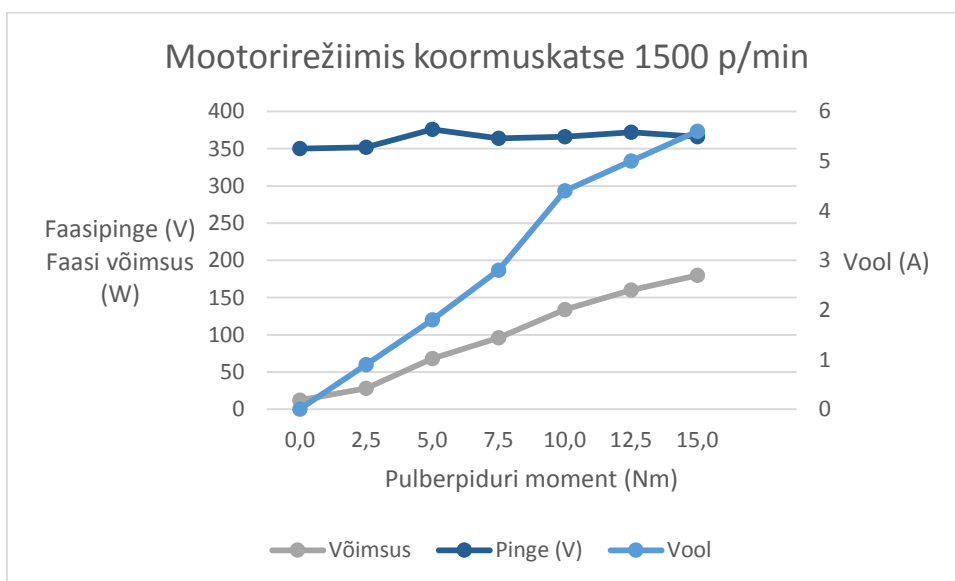
Joonis 8.6. Mootorirežiimi tühijooksukarakteristik



Joonis 8.7. Koormuskatse 700 p/min, mootorirežiim



Joonis 8.8. Koormuskatse 1000 p/min, mootorirežiim



Joonis 8.9. Koormuskatse 1500 p/min, mootorirežiim

Võttes aluseks staatori nimivoolu 5 A saame all olevad võimsuse väärtused pööretel 700 p/min, 1000 p/min ja 1500 p/min, tuletades need pulberpiduri momendist:

Tabel 8.1. Prototüüpmasina võimsus

Pöörlemiskiirus	700 p/min	1000 p/min	1500 p/min
Võimsus (W)	1575	1470	1312,5
Arvutuslik võimsus (W)	1668		

Tabelist 8.1 on näha, et masina tegelik võimsus jääb nimikiirusel 12 % alla arvutuslikule väärtusele.

Koormuskatsed mootorirežiimis sai läbi viidud sellise momendini, kus pulberpidur hakkas mootorit kinni pooma. Nagu joonistelt 8.7 ja 8.8 näha, on maksimaalne moment 22 Nm. Sellise koormuse juures oli veel tagatud ühtlane pöörlemiskiirus. 1500 p/min katse juures on näha, et 15 Nm momendist edasi ei saanud enam ilma sünkronismist välja jooksmist minna.

9 KOKKUVÕTE

Töö eesmärgiks sai seatud püsिमagnetitega elektrimasina kavandamine ja valmistamine ning selle käigus enese kurssi viimine elektrimasinate ehituslike põhimõtetega. Esimene osa tööst keskendus algmaterjaliks võetud asünkroonmasina analüüsile, mille alusel hakkas toimuma edasine analüütiline arvutusprotsess. Analüütilist meetodit kasutades leiti valmistatava masina põhiparameetrid, koostades selleks magnetahela mudeli ja arvutades selle parameetrid. Lisaks kasutati analüütilist meetodit leidmaks puisteinduktiivsusi.

Järgmiseks etapis, peale analüütilist meetodit toimus magnetahela mudeli koostamine lõplike elementide meetodiga. Selle etapi peamiseks ülesandeks oli kontrollida analüütilise meetodi tulemuste vastavust FEMM arvutustele. Eelkõige oli see oluline analüütilises meetodis kasutatud lihtsustuste tagajärgede tuvastamiseks. Kokkuvõtvalt saab öelda, et analüütilise meetodi arvutustulemused vastasid suuresti lõplike elementide meetodi omadele. Seega saab kokkuvõtvalt väita, et analüütilises meetodis toodud lihtsustused olid õigustatud ja ei põhjutanud suuri kõrvalekaldeid.

Teine pool tööst keskendus reaalsele masina ümberehitusele ja selle katsetamisele. Ümberehituse esimeseks prioriteediks oli valmistada elektrimasin kuluefektiivselt, vältides võimalikult palju uute osade tootmist ja kasutades ära olemasolevat disaini. Suurimaks lihtsustuseks oli olemasoleva rootori ära kasutamine püsिमagnetrootori toorikuna ja kaarekujuliste püsिमagnetpooluste asendamine rööbitistest elementidest koosnevaga. Rootoril asuvaks summutusmähiseks sai valmistatud alumiiniumist silinder, mis paikneb istuga püsिमagnetitel ja suurendab näivat õhupilu märgatavalt, samas tehes rootori valmistamise odavamaks.

Staatori ümbermähkimine ei olnud otseselt vajalik, kuna olemasoleva mähise isolatsioon vastas nõuetele. Pigem oli ümbermähkimine tingitud soovist muuta katsemasina väljundis kolmanda ja viienda harmoonilise osakaalu.

Staatori testimisel sai eesmärgiks võetud katsetada seda nii mootori- kui ka generaatori režiimis tagamaks võimalikult hea ülevaade valmistatud masina tegelikust olemusest. Selle

kindlustamiseks sai koormuskatsed läbi viidud ka kolmel erineval sagedusel. Katse tulemuste põhjal võib öelda, et eesmärk arvutuste põhjal valmistada püsिमagnetitega sünkroonmasin oli üldiselt edukas.

Töö arvutuslik eeldus oli, et prototüübi nimivool peaks olema 5 A. Selle väärtuse sobivuse kontroll temperatuuri tõusu katsega jäi kahjuks tegemata, kuna mähisepeasse paigaldatud temperatuuri andur osutus töö käigus defektseks.

Analüüsides eelnevat arvutuskäiku ja simulatsiooni tulemusi on selgelt näha, et osade kasutatud parameetrite tõttu ei toiminud valmistatud masin kõige optimaalsemalt. Sellest tulenevalt on järgnevalt esitatud ülevaade erinevatest nüanssidest, mis mõjutasid valmistatud masina olemust, aga mida pidanuks lahendama teisiti.

Staatori ja rootori vaheline õhupilu suurus

Vähendades arvutustes reaalse õhupilu suurust näeme, et püsिमagnetite poolt indutseeritud vastuelektromotoorjõu väärtus suureneb märgatavalt, kuna õhupilu magnetiline pingelang väheneb ja magnetvoo väärtus seal suureneb. Jättes mähise konfiguratsiooni muutmata annab vähendatud õhupilu võimaluse optimeerida rootori pinnal kasutatavate magnetite kõrgust. Selle tulemusel on võimalik kokku hoida kasutatavast magnetmaterjalist, millest tulenev sääst on eriti oluline suuremate masinate puhul, võttes arvesse NdFeB magnetite kõrgeid hindu.

Püsिमagnetite ja summutusmähise mõõtmed

Võttes eelduseks soovitusel, et pooluse pinnast 70 % on optimaalne katta püsिमagnetitega ja arvestades hetkeolukorda, kus vastav katteteguri väärtus on 56 %, tekib olukord, kus mõistlik oleks pikendada püsिमagnetmoodulite ridade arvu ühe võrra pooluse kohta [5]. Selle tulemusel paraneks magnetvoo tiheduse jaotus õhupilus, väheneks nõutav magnetite kõrgus ja sellest tulenevalt ka efektiivne õhupilu pikkus. Õhupilu sümmeetriale ja magnetite paigalduse lihtsusele aitaks kaasa ka raadiusega püsिमagnetite kasutamine rootoril. Projekteeritud masina magnetvoo jaotus õhupilus on näha joonisel 6.7.

Teades püsimagnetite lõplike mõõtmeid, tekib võimalus projekteerida ümber ka summutusmähis, mille optimaalseks suuruseks hinnatakse maksimaalselt 30 % staatorimähise vase ruumalast [5].

Püsimagnetite alla jäänud rootori lühismähis

Võrreldes joonisel 6.5 ja 6.6 kujutatud magnetahelate sulgumise teepikkuseid näeme, et rootori lühismähise eemaldamine andnuks magnetvoo kontuurile palju optimaalsema teepikkuse. Ilma uureteta rootor tähendanuks väiksemat magnetilist küllastust rootoris ja vähendanuks tekkivaid kadusid. Eriti suure tähtsuse omandab see, kui tekiks vajadus tõsta magnetvoo väärtust ahelas.

Ahela magnetvoo tihedus

Analüüsid analüütilise- ja lõplike elementide meetodi tulemusi näeme, et masina magnetahel on suhteliselt kaugel küllastusest ja sellest tulenevalt võiks märgatavalt tõsta magnetvoo tihedust ahelas. Sellele aitab kindlasti kaasa eelnevalt toodud parendused näiva ja reaalse õhupilu vähendamise kohta.

Kokkuvõtvalt võib öelda, et masina arvutused ja hilisemad katsed on aidanud märgatavalt kaasa arusaama tekkimisele elektrimasina disaini olulistest punktidest. Selle töö raames valmistatud masin on kaugel ideaalilähedasest lahendusest aga võib olla just seda paremini on aidanud jõuda järeltulele, millistele nüanssidele tuleks edaspidiselt suuremat tähelepanu pöörata ja mille arvelt aega kokku hoida.

10 KASUTATUD KIRJANDUS

1. Livingston, J.D. The History of Permanent Magnet Materials – JOM, February 1990
2. Gieras, J, F. Permanent Magnet Motor Technology. Design and Application. Third Edition – CRC Press, 2009
3. <http://www.magneticmagazine.com/main/channels/materials-channels/permanent-magnet-industry-outlook-2013/>
4. Heikkilä, T. Permanent Magnet Synchronous Motor For Industrial Inverter Applications – Lappeenranta University of Technology, 2002
5. Pyrhönen, J. Design of Rotating Electrical Machines – Wiley, 2008
6. Lepa, E. Small Permanent Magnet Generator for Wind-Power Application – Tallinn 2010
7. Kilk, A. Paljupooluseline püsिमagnetitega sünkroongeneraator tuuleagregaatidele – Tallinn 2008
8. <http://www.ptc.com/product/mathcad>
9. <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
10. <http://www.dvigatel.org/online-spravochnik-3phases-1speed/AOL2/3/1/6/>
11. [http://en.wikipedia.org/wiki/Permeability_\(electromagnetism\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Permeability_(electromagnetism))
12. <http://www.neorem.fi/>

L I S A D

Tühijooksukatse generaatorirežiimis

Tühijooksukatse					
Veomootori sagedus (Hz)	Võlli kiirus (p/min)	Faasipinge (V)			
		U	V	W	
10	283	29,5	29,6	29,5	
20	566	59,5	59,7	59,4	
30	849	89,1	89,2	89	
40	1132	119,5	119,8	119,4	
50	1415	149	149	149	

Koormuskatsed generaatorirežiimis

Faasi takistus (Ω)	Veomootori sagedus (Hz)	Faasipinge keskmine (V)	Vool (A)
75	30	82	1,05
65		81	1,225
55		79,8	1,44
45		79,6	1,71
35		74	2,2
25		68	2,95
15		58	4,65

Faasi takistus (Ω)	Veomootori sagedus (Hz)	Faasipinge keskmine (V)	Vool (A)
70	35,34	96	1,345
65		95	1,46
55		93,6	1,695
45		90,4	2
35		86,2	2,5
25		80	3,65
15		62	4,95

Faasi takistus (Ω)	Veomootori sagedus (Hz)	Faasipinge keskmine (V)	Vool (A)
70	50	134	1,85
65		133	2,05
55		130	2,3
45		126	2,75
35		117	3,8
25		98	4,75
15		60	4,9
10	24	40	5,2

Tühijooksukatse mootorirežiimis

Tühijooksukatse				
Sagedus (Hz)	Võlli kiirus (p/min)	Pinge (V)		
		U	V	W
10	200	92	94,2	95,6
20	400	145,2	141,8	141,5
30	600	176,9	176,2	176,3
40	800	213,6	212,8	212,9
50	1000	248,3	247,9	247,5
60	1200	278,7	277,2	278,6
70	1400	306,5	306,8	307
75	1500	319,5	318,8	319,3

Koormuskatsed mootorirežiimis

Sagedus (Hz)	Piduri vääne (Nm)	Vool (A)	Võimsus (W)	Faasipinge keskmine (V)
35	0,0	0	6	122,0
	2,5	0,5	12	124,0
	5,0	1,5	30	125,7
	7,5	2,3	44	127,7
	10,0	3,25	62	130,7
	12,5	4,15	78	134,0
	15,0	4,9	94	135,3
	17,5	5,6	108	137,3
	20,0	6,3	120	139,3
	22,0	6,1	116	140,3

Sagedus (Hz)	Piduri vääne (Nm)	Vool (A)	Võimsus (W)	Faasipinge keskmine (V)
50	0,0	0	8	256,7
	2,5	0,7	18	256,0
	5,0	1,65	40	261,3
	7,5	2,65	60	266,7
	10,0	3,65	80	272,7
	12,5	4,6	104	277,3
	15,0	5,15	122	281,3
	17,5	5,8	138	286,7
	20,0	6,3	154	287,3
	22,0	6,8	156	290,0

Sagedus (Hz)	Piduri vääne (Nm)	Vool (A)	Võimsus (W)	Faasipinge keskmine (V)
75	0,0	0	12	350,0
	2,5	0,9	28	352,0
	5,0	1,8	68	376,0
	7,5	2,8	96	364,0
	10,0	4,4	134	366,0
	12,5	5	160	372,0
	15,0	5,6	180	366,0