

ENERGEETIKA, ELEKTROTEHNIKA JA MÄENDUSE
VALDKONNA VÄITEKIRJAD D35

**Paljupooluseline püsिमagnetitega
sünkroongeneraator tuuleagregaatidele**

ALEKSANDER KILK

Tallinn 2008

THESIS ON POWER ENGINEERING, ELECTRICAL
ENGINEERING, MINING ENGINEERING D35

**Multipole Permanent-Magnet Synchronous Generator
for Wind Power Applications**

ALEKSANDER KILK

Tallinn, 2008

Tallinna Tehnikaülikool
Energeetikateaduskond
Elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituut

Doktoritöö on lubatud kaitsmisele filosoofiadoktori kraadi taotlemiseks energia- ja geotehnika erialal 06. novembril 2008

Juhendaja: Professor Jaan Järvik, tehnikakandidaat,
Elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituut,
Energeetikateaduskond, Tallinna Tehnikaülikool

Oponendid: Tehnikadoktor Juhani Tellinen, Adaptamat LTD, Soome
Tehnikakandidaat Veiko Siimar, Rohwedder JOT, Eesti

Doktoritöö kaitsmise aeg: 09. detsember 2008

Autorideklaratsioon: Deklareerin, et käesolev doktoritöö, mis on minu iseseisva töö tulemus, on esitatud Tallinna Tehnikaülikooli doktorikraadi taotlemiseks ja selle alusel ei ole varem taotletud akadeemilist kraadi

Aleksander Kilik

Copyright: Aleksander Kilik, 2008
ISSN 1406-474X
ISBN 978-9985-59-874-0

EESSÕNA

Käesoleva dissertatsiooni materjali peamine osa on läbi töötatud ja kogutud aastatel 2002...2006 seoses TTÜ elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituudi lepingulise uurimistöö "Püsिमagnetergutusega aeglasekäigulised sünkroongeneraatorid" käigus üleskerkinud probleemidega. Uurimistööd juhtis TTÜ elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituudi professor Jaan Järvik.

Nimetatud uuringute rakenduslikku poolt finantseeriti Ettevõtluse Arendamise Sihtasutuse (EAS) ja Volta AS poolt. Uuringute tulemuste alusel projekteeritud püsिमagnetergutusega sünkroongeneraatorite prototüüpmasinad valmistati ettevõttes Volta AS. Uuringute käigus toimunud magnetväljade arvutimodelleerimine, rakenduslikud makettuuringud ja magnetväljauuringud ning osa prototüüpmasinate katsetamistest toimusid TTÜ elektrimasinate laboratooriumis, osa masinkatsetest ettevõtte Volta AS laboratooriumis.

Käesoleva dissertatsiooni koostamist juhendas TTÜ elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituudi elektrotehnika aluste õppetooli juhataja professor Jaan Järvik. Eeskätt professor Jaan Järviku innustava ja motiveeriva suhtumise ning paljude praktiliste nõuannete ja soovitude toel on käesolev töö valminud. Selle suure juhendava abi ja toetuse ning järjekindla innustava suunamise eest avaldan professor Jaan Järvikule sügavat tänu.

Käesoleva töö olulise osa moodustavad elektromagnetväljaga seotud probleemid. Nende lahendamisel olen saanud suures osas toetuda elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituudi emeriitdotsendi Viktor Kesküla ammendamatu teadmiste ja praktiliste kogemuste väljateooria teoreetilistes ja rakenduslikes küsimustes. Pikaajaline koostöö Viktor Keskülagaga alates uuringutest elektromagnetiliste induktsioonseadmete valdkonnas, mille rakendused jõudsid kuni kosmiliste trajektoorideni, ja jätkuvalt püsिमagnetergutusega elektrimasinate alal on andnud mulle õnneliku võimaluse pidevaks õppimiseks ja enesearendamiseks. Kõige südamlikum tänu ja lugupidamine Viktor Keskülale, kelle toetus, juhendav tegevus ja energiline innukus on käesoleva töö valmimisele väga suurel määral kaasa aidanud.

Avaldan tänu elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituudi direktorile professor Kuno Jansonile ja kõigile kolleegidele, kes on olnud minu uuringutele ja käesoleva töö valmimisele igati toeks nii soovitudes ja nõuannetes kui vajaduse korral ka tegudes. Eriti tahaksin tänada vanemteadur Jevgeni Šklovskit abi eest uuringute arvutimodelleerimise läbiviimisel ja dissertatsiooni graafilise osa viimistlemisel ning sekretär Eda Ihlbergi kaasabi eest käesoleva töö vormistusliku viimistlemise osas.

Käesoleva dissertatsiooni valmimise ja sellega kaasnenud pikaajaliste uuringute edu oluliseks vundamendiks on olnud koduseinte kindlustunne ja perekonna, eelkõige minu abikaasa Elve mõistev ja kannatlik suhtumine ning toetus, mille eest tahan väljendada kõige sügavamat tänu.

Tallinn, november 2008

Aleksander Kilk

SISUKORD

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| KASUTATUD SÜMBOLID JA LÜHENDID | 7 |
| 1. TUULEENERGEETIKA ARENGUD JA TUULEGENERAAATORITE TEHNILISI LAHENDUSI | 11 |
| 1.1. Sissejuhatus. Ülevaade tuuleenergeetika arengutendentsidest | 11 |
| 1.1.1. Energia kasutamise arengulugu maailmas | 11 |
| 1.1.2. Tuule abil elektrienergia tootmise väljakujunemine | 11 |
| 1.1.3. Tuuleenergia osakaal tänapäeva energiatootmises | 12 |
| 1.1.4. Tuuleenergeetika arengutest Eestis | 13 |
| 1.1.5. Väike-tuuleagregaatide kasutamisest | 14 |
| 1.1.6. Väike-tuuleenergeetika arengu perspektiivid | 15 |
| 1.2. Tuuleelektrijaamade elektromehaanilised ja muundussüsteemid | 16 |
| 1.2.1. Vahereduktoriga või otseajamiga tuulegeneraatorid | 17 |
| 1.2.2. Muutuva või konstantse pöörlemiskiirusega tuuleagregaadid | 18 |
| 1.2.3. Asünkroongeneraatorite kasutamine tuuleelektrijaamades | 18 |
| 1.2.4. Sünkroongeneraatorite kasutamine tuuleelektrijaamades | 19 |
| 1.3. PM sünkroongeneraatorite kasutamisest väike-tuuleelektrijaamades | 20 |
| 1.3.1. Ergutusmähisega, PM või kombineeritud ergutusega sünkroongeneraatorite võrdlus | 20 |
| 1.3.2. Radiaalse, aksiaalse või põikväljaergutusega PM sünkroongeneraatorid .. | 21 |
| 1.3.3. Radiaalse PM ergutusega sünkroongeneraatori induktori magnet- ahela konstruktsiooni üldlahenduse valik | 21 |
| 1.3.4. Kasutatavate püsomagnetmaterjalide põhiomadusi | 23 |
| 1.4. PMSG magnetvälja analüüsi meetodid | 24 |
| 1.4.1. PMSG inseneriarvutuse ja projekteerimise iseärasusi | 24 |
| 1.4.2. PMSG magnetvälja kirjeldamise ja analüüsi võimalusi | 25 |
| 1.4.3. Magnetvälja jaotuse määramise võtteid | 27 |
| 1.5. Töö uuringute eesmärgid ja ülesanded | 29 |
| 1.5.1. PMSG kaasaegsest tehnilisest tasemest ja uuringutest | 29 |
| 1.5.2. Töö eesmärkide ja ülesannete püstitus ning lahendused | 30 |
| 2. PÜSIMAGNETERGUTUSEGA SÜNKROONGENERAATORI PRIMAAR- MAGNETVÄLJA ANALÜÜS RADIAALSE MAGNEETIMISERGUTUSE KORRAL | 32 |
| 2.1. Sissejuhatus | 32 |
| 2.2. Primaarmagnetvälja analüüs PMSG õhupilus ferromagnetiliste poolus- kingadega kaetud püsomagnetite korral | 33 |
| 2.2.1. Sissejuhatavaid märkusi PMSG primaarse magnetvälja kohta | 33 |
| 2.2.2. PMSG primaarmagnetvälja analüüs konformsete teisenduste meetodil | 34 |
| 2.2.3. Ankru ja induktori ferromagnetiliste piirpindade vahelise mitte- magnetilise pilu konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale | 34 |
| 2.2.4. Magnetvälja jaotuse määramine ülemisel w -pooltasapinnal | 35 |
| 2.2.5. Magnetvälja jaotuse teisendamine tagasi z -tasapinnale | 37 |

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.3. PMSG primaarmagnetvälja analüüs õhupilus ilma ferromagnetiliste pooluskingadeta püsimagnetite korral | 39 |
| 2.3.1. Sissejuhatavaid märkusi uuritava mudeli kujundamisel | 39 |
| 2.3.2. Ankru ja ikke vahelise mittemagnetilise pilu konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale | 42 |
| 2.3.3. Magnetvälja jaotus ülemisel w -pooltasapinnal | 44 |
| 2.3.4. Magnetvälja jaotuse teisendamine z -tasapinnale | 46 |
| 2.4. PM induktori primaarvälja magnetvoogude määramine konformsete teisenduste tulemustest | 49 |
| 2.4.1. PM induktori põhimagnetvoo määramine | 49 |
| 2.4.2. PM induktori puistemagnetvoo määramine | 50 |
| 2.5. PM-ergutuse primaarvälja magnetvoo arvutamine magnetahela koondparameetrilise aseskeemi meetodil | 51 |
| 2.5.1. PM magneetimisergutusega magnetahela lihtsustatud aseskeem primaarmagnetvälja suhtes | 51 |
| 2.5.2. PM induktori puistemagnetvoo hajuvuse mõju arvestamine | 52 |
| 2.5.3. PM magneetimisergutusega magnetahela täpsustatud aseskeem primaarmagnetvälja suhtes | 55 |
| 2.5.4. PM induktori magnetitevahelise uurde puistevoo hajuvuse lihtsustatud arvutamine | 57 |
| 2.6. PM primaarmagnetvälja jaotuse maketiuringud ja modelleerimine | 58 |
| 2.6.1. Primaarmagnetvälja eksperimentaalne uurimine makettkatsete abil | 58 |
| 2.6.2. Makettide magnetvälja modelleerimine arvuti abil ning tulemuste võrdlus arvutus- ja katsetulemustega | 60 |
| 2.6.3. PMSG primaarvälja modelleerimine ankruhammaste mõju arvestades | 61 |
| 3. PRIMAARVÄLJA ANALÜÜS EBAÜHTLASE PAKSUSEGA ÕHUPILU KORRAL | 63 |
| 3.1. Ebaühtlase paksusega õhupilu asendamine ekvivalentse konstantse paksusega õhupiluga | 63 |
| 3.2. Ankru ja induktori vahelise ebaühtlase paksusega mittemagnetilise pilu parameetrid ja magnetväljatiheduse korrigeerimine | 65 |
| 3.3. Primaarmagnetvälja võrdlev modelleerimine ühtlase ja ebaühtlase paksusega õhupilu korral | 67 |
| 4. PM-SÜNKROONGENERAATORI SEKUNDAARMAGNETVÄLI | 72 |
| 4.1. Sekundaarse magnetvälja mõju arvestamise iseärasusi | 72 |
| 4.2. Ekvivalentne mittemagnetiline pilu | 72 |
| 4.3. PM SG sekundaarmagnetvälja jaotus ekvivalentsetes mittemagnetilises pilus | 74 |
| 4.4. Ankruvälja magnetvood mittemagnetilise pilu piirpindadel | 78 |
| 4.5. PM SG ankrureaktsiooni iseärasusi | 79 |
| 4.6. Ankrumähise parameetrite määramine | 83 |
| 4.7. Ankrureaktsiooni mõju arvestamine PM generaatori magnetväljale inseneriarvutustes ekvivalentsete aseskeemide meetodil | 86 |

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.8. Ankrureaktsiooni magnetvälja hajuvuse mõju arvestamine mitte- | |
| magnetilises pilus konformsete teisenduste meetodi abil | 88 |
| 4.8.1. Mittemagnetilise pilu teisendamine ülemisele pooltasapinnale | 88 |
| 4.8.2. Mittemagnetilise pilu erijuhtivuse jagunemine piki pilu | 90 |
| 5. MAGNETVÄLJA OTSAEFEKTIDE MÕJU ARVESTAMINE | 93 |
| 5.1. Otsaefektide mõju PMSG primaar- ja sekundaarmagnetväljale | 93 |
| 5.2. PM generaatori mittemagnetilise pilu otsatsooni konformne | |
| teisendamine ülemisele pooltasapinnale | 93 |
| 5.3. Primaarmagnetväljatiheduse jaotus ülemisel w -pooltasapinnal | 95 |
| 5.4. Primaarmagnetväljatiheduse jaotuse määramine z -tasapinnal | 97 |
| 5.5. PM induktori korrigeeritud magnetvoo määramine | 98 |
| 5.6. Ankrureaktsiooni magnetvälja otsaefekti tegur | 101 |
| 6. PM SÜNKROONGENERAATORI EKSPERIMENTAALNE UURIMINE | 104 |
| 6.1. PM sünkroongeneraatori katselise uurimiseüldine iseloomustus | 104 |
| 6.2. Uuritava PM katsemasina tehnilised näitajad | 106 |
| 6.3. PM katsemasina eksperimentaalne uurimine ja katsetulemused | 107 |
| 6.4. Katsetulemuste analüüs | 114 |
| KASUTATUD KIRJANDUS JA TEABEALLIKAD | 117 |
| PUBLIKATSIOONID | 121 |
| KOKKUVÕTE | 123 |
| ABSTRACT | 125 |
| LISAD | 128 |
| LISA A. ELULOOKIRJELDUS | 128 |
| LISA B CURRICULUM VITAE | 131 |
| LISA C OLULISEMATE PUBLIKATSIOONIDE KOOPIAD | 134 |
| Lisa C.1. Kilk, A. Analysis of Permanent Magnet Multipole Synchronous | |
| Generators for Wind Power Applications. Proceedings of the 4th International | |
| Conference CPE2005 Compatibility in Power Electronics, 2005, IEEE, Gdynia, | |
| Poland | 134 |
| Lisa C.2. Kilk, A. Low-Speed Permanent-Magnet Synchronous Generators for | |
| Small-Scale Wind Power Applications. Oil Shale, Vol. 24 (No.2S), 2007, Tallinn, | |
| Estonia | 140 |
| Lisa C.3. Kilk, A., Kallaste, A. Multipole Surface-Mounted Permanent Magnet | |
| Synchronous Generators for Wind Applications. Proceedings of the 6th | |
| International Conference PQ2008 Power Quality and Supply Reliability, 2008, | |
| IEEE, Pärnu, Estonia..... | 154 |

KASUTATUD SÜMBOLID JA LÜHENDID

Sümbolid:

| | |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------|
| A | magnetiline vektorpotentsiaal |
| B | magnetvoo (magnetvälja) tihedus |
| B_a | arvutuslik vootihedus mittemagnetilises pilus otsaefektide puudumisel |
| B_{ad} | ankrureaktsiooni magnetvoo tiheduse pikikomponent |
| B_{aq} | ankrureaktsiooni magnetvoo tiheduse põikikomponent |
| B_{m1} | magnetvoo tiheduse põhiharmoonilise amplituud |
| b_m | püsimagneti laius |
| B_r | püsimagneti jääkmagnetvoo tihedus |
| b_u | püsimagnetite vaheline kaugus |
| C | mahtuvus |
| E | elektrivälja tugevus |
| E | ankrumähises indutseeritud elektromotoorjõud |
| F_a | ankrumähise voolu resulteeruv magnetomotoorne jõud |
| F_{ad} | ankrureaktsiooni magnetomotoorse jõu pikikomponent |
| F_{aq} | ankrureaktsiooni magnetomotoorse jõu põikikomponent |
| F_c | püsimagneti magnetomotoorne jõud |
| F_{vm} | magneetimisergutuse v -ndat järku harmoonilise amplituud |
| f | ankrumähise pinge ja voolu sagedus |
| H | magnetvälja tugevus |
| H_c | püsimagneti koertsetiivjõud |
| h_i | ankru ikke magnetahela paksus |
| h_{ii} | induktori ikke magnetahela paksus |
| h_m | püsimagneti kõrgus (paksus) |
| h_u | ankruahela uurde sügavus |
| I | voolu efektiivväärtus |
| I_f | ankrumähise faasivool |
| I_d | ankrumähise voolu pikikomponent |
| I_q | ankrumähise voolu põikikomponent |
| J | voolutihedus |
| k_c | Carteri tegur, arvestab ankru uurete mõju |
| k_d | diferentsiaalpuistetegur |
| k_μ | magnetahela küllastustegur |
| $k_{\mu d}$ | magnetahela küllastustegur pikireaktsiooni magnetvoole |
| $k_{\mu q}$ | magnetahela küllastustegur põikireaktsiooni magnetvoole |

$k_{\Phi d}$ pikireaktsiooni magnetvoo tegur
 $k_{\Phi q}$ põikireaktsiooni magnetvoo tegur
 k_w mähise tegur põhiharmoonilisele
 k_{wv} mähise tegur v -ndale harmoonilisele
 L induktiivsus
 L pikkus
 L_m, l_m – ankru magnetahela pikkus
 L_{ma} ankru magnetahela arvutuslik pikkus
 M vastastikune induktiivsus
 m ankrumähise faaside arv
 p pooluspaaride arv
 q ankru uurete arv pooluse ja faasi kohta
 q_e ankru uurete arv pooluse ja faasi kohta murdmähise korral
 R resistiivtakistus (aktiivtakistus)
 R_a ankru sisepinna raadius
 R_m magnetiline takistus
 R_q induktori ikke välisraadius pooluste (püsिमagnetite) vahekoahas
 R_0 kaugus induktori teljest kuni püsिमagnetite servani
 t_h ankru hambajaotus
 w faasimähise keerdude arv
 x_{ad} ankrureaktsiooni pikiinduktiivtakistus
 x_{aq} ankrureaktsiooni põikiinduktiivtakistus
 x_d ankrumähise diferentsiaalpuiste induktiivtakistus
 x_h ankru hambapeade puiste induktiivtakistus
 x_l ankrumähise lauposade puiste induktiivtakistus
 x_{p0} ankrumähise põhiinduktiivtakistus küllastamata magnetahela puhul
 x_u ankrumähise uurdepuiste induktiivtakistus
 U_m magnetiline skalaarpotentsiaal
 Φ magnetvoog
 Φ_{ad} ankru pikireaktsiooni magnetvoog
 Φ_{aq} ankru põikireaktsiooni magnetvoog
 Φ_0 induktori põhimagnetvoog
 Φ_S induktori puistemagnetvoog
 β mähise suhteline samm
 β parandustegur otsaefektide mõju arvestamiseks magnetvoole
 β_a otsaefekti tegur ankrumähise koormusvoolude (ankrureaktsiooni) magnetvoole

| | |
|-------------|----------------------------------------------------------------------|
| β_i | otsaefekti tegur induktori poolt tekitatava primaarvälja magnetvoole |
| δ | õhupilu paksus |
| δ_a | arvutuslik õhupilu paksus |
| δ_c | keskmine õhupilu (mittemagnetilise pilu) paksus |
| δ_0 | minimaalne õhupilu paksus |
| ∇ | diferentsiaaloperaator |
| λ_d | suhteline diferentsiaalpuistejuhtivus |
| Λ | mittemagnetilise pilu (õhupilu) magnetiline juhtivus |
| μ | keskkonna magnetiline läbitavus |
| σ | keskkonna erijuhtivus |
| ν | harmonilise järk |
| τ | poolusjaotus ankru pinnal |
| ψ | ankrumähise voolu faasinihe |
| ω | ankrumähise voolu ja pinge nurksagedus |

Lühendid

| | |
|-----|---------------------------------------------|
| PM | püsimagnet |
| SG | sünkroongeneraator |
| AC | vahelduvvool (<i>alternative current</i>) |
| DC | alalisvool (<i>direct current</i>) |
| MVT | magnetvootihedus |
| M1 | makett 1 |
| M2 | makett 2 |

1 TUULEENERGEETIKA ARENGUD JA TUULEGENERAATORITE TEHNILISI LAHENDUSI

1.1 Sissejuhatus. Ülevaade tuuleenergeetika arengutendentsidest

1.1.1. Energia kasutamise arengulugu maailmas

Tuuleenergiat hakkas inimkond kasutama vähemalt 3000 aastat tagasi, mõnede allikate hinnangul koguni 5000 aastat tagasi [1, 2, 3]. Tänapäevastele tuulikutele lähedased konstruktiivsed lahendused kujunesid välja Pärsias, Hiinas ja Tiibetis juba X sajandil. Ristisõdade käigus jõudsid horisontaalse võlliga tuulikute lahendused Pärsiast ja Kesk-Aasiast ka Euroopasse. Esimesed teated selliste tuulikute kasutamise kohta pärinevad Inglismaal 1150. a, Prantsusmaal 1180. a, Saksamaal 1222. a ja Taanis 1259. a [1, 3, 4].

Tuuleenergiat kasutati eelkõige mehaanilise energia saamiseks tuuleveskites või tööstuse vajadusteks, samuti vee pumpamiseks. Tuulikute hiilgeajal XIX sajandi alguses töötas ainuüksi Prantsusmaal umbes 20 000 moodsat tuuleveskit, mille tiiviku keskmine läbimõõt oli 25 m ja torni kõrgus kuni 30 m. Samal perioodil saadi Hollandi tööstuse vajadusteks 90% energiat tuulikutest. Isegi veel 1904. a toodeti Hollandis 11% tööstusele vajalikust energiast tuulikute abil [1, 4].

Põhja-Ameerikas algas tuuleenergia kasutamise kiire võidukäik XX sajandi alguses. Tuulikuid kasutasid uusasukad peamiselt kariloomadele joogivee pumpamiseks. Kujunes välja koguni uut tüüpi isereguleerivate nn. Ameerika tuulikute konstruktsioon, mis ei kartnud ka tormituuli, pöörates tugeva tuule korral tiiviku tuulest välja [1]. Aastatel 1920-1930 saabus Põhja-Ameerika tuulikute tähtsust, kui oli üles seatud umbes 600 000 tuuleagregaati. Paljud seda tüüpi tuuleseadmed töötavad veel tänapäevalgi.

1.1.2 Tuule abil elektrienergia tootmise väljakujunemine

Teadaolevatel andmetel ehitas esimese tuuleagregaadi elektrienergia tootmiseks Taani insener Poul LaCour 1891. a. Sealjuures kasutati 4 labaga tuulerootorit, mis käitas generaatorit võimsusega 18 kW. Taanist kujuneski tuuleenergeetika väljaarendamise üks liidreid ja sellel positsioonil ollakse tänaseni. Kiirem areng langeb Teise Maailmasõja aegsele ja järgsele perioodile, kus tuuleenergia abil püüti ületada sõjatingimustest tulenevat energiakriisi.

Aastatel 1941...1942 ehitati Taani firma F. L. Smidth poolt esimesed uude aerodünaamilise lahendusega tuuleturbiinid, mida võib lugeda paljude tänaste tuuleagregaatide otsesteks eelkäijateks. See nn Taani tuulikutuüp põhineb tornist ja tuuleagregaadi pöördeteljest pealetuult paikneval tuulerootoril, mida on võimalik reguleerimiseks vähem või rohkem tuulesuunast välja pöörata. 1941. a rajati esimene tuuleelektrijaam võimsusega 50 kW ja 1942. a teine jõujaam võimsusega 70 kW. Mõlemal juhul kasutati 3-tiivalist tuulerootorit läbimõõduga vastavalt 17 m ja 24 m [3].

Elektrienergia tootmisel fossiilsete kütuste (kivisüsi, põlevkivi) baasil või tuumaelektrijaamades ilmnas alates 1970-ndate aastate algusest järjest rohkem keskkonna- ja ühiskonnaprobleeme. Paljudes maades hakati eriti 1973. a naftakriisi

järel tuuleenergeetika uurimist ja arendamist riiklikult toetama ning see andis üsna kiireid tulemusi. Sel perioodil hakati välja arendama suure ühikvõimsusega tuuleelektrijaamade tehnilisi lahendusi. Esirinnas olid siinjuures Saksamaa, Taani ja USA, kes saavutasid tuuleenergeetika arendamisel liidrikohta ja on sellel kohal tänaseni.

Kui 1980. a paiku ehitati USA-s tuuleelektrijaamu ühikvõimsusega 50 kW, siis 1980-ndate aastate lõpus suurenes tuuleelektrijaamade ühikvõimsus juba keskmiselt 200 kW tasemele [2, 5].

Teadusuuringute tulemusena ja uudsete materjalide ning tehnoloogiate abil jõuti XX sajandi lõpuks maailmas suureenergeetika vajadusteks töökindlate tuuleagregaatide nimivõimsuse osas 1,5...2 MW ühikvõimsuste tasemele [6, 7].

Selle tulemusena hakati järjest rohkem püstitama suure ühikvõimsusega tuuleelektrijaamu, kus suhtelised kulutused toodetava elektrienergia ühiku kohta on madalamad. Kui näiteks Saksamaal püstitati 1988. a. tuuleelektrijaamu keskmise võimsusega 67 kW, siis 2003. a rajatud tuuleagregaadid olid juba keskmise võimsusega 1 650 kW, seega ligi 25 korda võimsamad [1].

Tuuleenergeetika hakkab järjest kiiremini arenema üha uutes riikides. Praeguseks on nii tuuleelektrienergia tootmise kui ka selleks vajalike seadmete tootmise poolest kõrgele tasemele arenenud Hispaania. Kiiresti areneb Hiina, India ja Jaapani, samuti Austraalia tuuleenergeetika.

1.1.3 Tuuleenergeetika osakaal tänapäeva energiatootmises

Euroopa maades moodustas tuuleelektrit tootvate generaatorite koguvõimsus 2000. a 12 908 MW, vastavalt 2004. a lõpus 34 200 MW ja 2007. a lõpuks juba 57 136 MW, sellest Euroopa Liidu liikmesriikides 56 535 MW. Kokku installeeriti Euroopa riikides 2007. a uusi tuulegeneraatoreid koguvõimsusega 8 662 MW, sealhulgas EL maades 8 554 MW, mis tähendab juurdekasvu 2006. a suhtes 17,8 % [8–13, 15].

Euroopa ja maailma ulatuses on suurimaks tuuleenergeetika arendajaks Saksamaa, kus tuulegeneraatorite installeeritud võimsus moodustas 2007. a lõpuks kokku 22 247 MW ja tuulest toodeti 7,0% tarbitavast elektrienergiast. Euroopa Liidu keskmisena toodeti 2007. a lõpu seisuga tuulegeneraatorite abil 3,8% tarbitavast elektrienergiast. Eestis oli vastav näitaja 1,8%. Kõige kiiremini on tuuleenergeetika viimastel aastatel arenenud Hispaanias, kus 2007. a käivitati uusi tuulegeneraatoreid 3 552 MW mahus ning saavutati koguvõimsuseks 15 145 MW, mis katab 11,8% riigi elektrienergia tarbest. Veelgi suurem on tuuleelektri osakaal tarbimises vaid Taanis – 21,3% [11, 12].

Tuuleenergeetika arengu kiirust maailma mastaabis iseloomustab asjaolu, et aastatel 1999...2004 suurenes tuuleelektrijaamade koguvõimsus enam kui 3 korda, saavutades 2004. a lõpuks 47 000 MW taseme. Möödunud 2007. a installeeriti kõigis maailma riikides kokku 20 073 MW uusi tuulegeneraatoreid, saavutades 2007. a lõpuks koguvõimsuse 94 144 MW ja ületades sellega 2004. a taseme 2 korda [8-13].

Maailma suurimate tuuleelektrienergia tootjate hulka kuuluvad väljaspool Euroopat veel USA ja India ning kiiresti arenevalt ka Hiina. USA-s installeeriti 2007. a kokku 5 244 MW uusi tuulegeneraatorite võimsusi ning saavutati koguvõimsuseks 16 818 MW [18], mis annab maailma ulatuses 2. koha. Indias töötas 2008. a märtsikuu lõpu seisuga tuulegeneraatoreid koguvõimsusega 8 757 MW, millega ollakse maailmas 4. kohal. [25]. Hiina areneva tuuleenergeetika iseärasuseks on väga suur arv püstitatud väike-tuulegeneraatoreid kohaliku või üksiktarbijate sõltumatu elektritoite vajadusteks. Kokku töötab Hiinas 170 000 väike-tuuleagregaati koguvõimsusega 25 MW, seega tuuliku keskmise ühikvõimsusega ligi 150 W [16].

Kogu maailma globaalne energiavajadus kasvab kiiresti. Teadlaste hinnangul tuleb näiteks inimkonna 2030. a elektrienergia vajaduse rahuldamiseks suurendada elektrienergia tootmise mahtu tänasega võrreldes umbes 4 800 GW võrra. Sealjuures võimaldab “rohelise” tuuleenergia suurenev kasutamine tagada peamise osa sellest vajalikust elektrienergia tootmise kasvust, ilma et oleks vajalik suurendada fossiilsete kütuste kasutamist. Nii on USA-s kavas energeetika ühe arengutsenaariumi järgi suurendada tuuleelektrijaamade koguvõimsust 2030. aastaks enam kui 300 GW tasemele, mis kataks 20% riigi elektrienergia vajadusest [19].

Nagu kogu maailmas, nii on ka Euroopa ulatuses tuuleenergeetika arenguplaanid üpris ambitsioonikad. Nii peaks 2010. a olema Euroopa riikides installeeritud tuulegeneraatorite koguvõimsus juba 80 000 MW, 2020. a 180 000 MW ja 2030. a koguni 300 000 MW, millest mere-tuuleparkide võimsus moodustab 120 000 MW [8...13]. Euroopa Komisjoni prognoosi kohaselt peaks tuuleelektri osakaal elektrienergia tarbimises moodustama 2010. a 5,3%, 2020. a 14,3% ja 2030. a juba 28,2%.

1.1.4 Tuuleenergeetika arengutest Eestis

Ka Eestis on tuuleenergeetika viimasel aastakümnel kiiresti arenema hakanud. Esimeseks märkimisväärseks sammuks Eestis installeeritud tuulegeneraatorite reas oli 1997. a. Tahkuna poolsaarel püstitatud generaator nimivõimsusega 150 kW. 2002. a alustas tööd Virtsu I tuulepark 3 generaatoriga a³ 600 kW ja Torgus 2 elektrituulikut koguvõimsusega 450 kW. 2005. a hakkas elektrienergiat tootma Pakri tuulepark koguvõimsusega 18,4 MW, Rõuste tuulepark (8 MW) ja Läätsa tuulepark (3 MW). 2007. a lisandusid tuulepargid Viru-Nigulas (24 MW), Nasval (1,6 MW) ja Ruhnul (0,15 MW), samuti tuulegeneraatorid Sanglas (0,5 MW) ja Turju külas (0,3 MW). Virtsu I tuuleparki on lisandunud 2008. a tuulik võimsusega 0,8 MW ja Virtsu II tuuleparki 3 tuulikut ühikvõimsusega 2,3 MW.

Kokku on praeguseks Eestis püstitatud 8 tuuleparki ja 6 suuremat eraldiasuvat tuulegeneraatorit koguvõimsusega enam kui 66 MW. Vastavalt Eesti elektrimajanduse arengukavale tuleb 2010. a riigisisest brutotarbimisest 5,1% katta taastuvate energiaallikate abil, milleks tuleb toota 430...450 GWh elektrienergiat. Aastaks 2015 arvestatakse taastuvatest energiaallikatest toodetud elektrienergia toodangumahuks Eestis juba 740...810 GWh. Tuuleenergia moodustab selle elektrienergia mahu tootmisel peamise osa.

Valdavalt on tuulepargid ja -generaatorid rajatud Eesti tuulisematesse piirkondadesse lääne- ja põhjarannikul ning saartel, kus tuule keskmine kiirus 30...50 m kõrgusel on vähemalt 7...8 m/s. Selliste tuulekiiruste korral on tagatud generaatorite installeeritud võimsuse suhteliselt parem kasutustegur ja lühem tasuvusaeg. Näiteks Tahkuna tuulegeneraator tootis 1998. a kokku 333 MWh elektrienergiat, millele vastab keskmine kasutusprotsent 25,4%. Virtsu I tuulepargi generaatorite kasutusprotsent ulatus 2004. a ligi 30% tasemele. Soodsate tuuleoludega piirkondades hinnatakse Eesti oludes rahuldavaks seda, kui tuulegeneraatorite installeeritud võimsuse keskmine kasutusprotsent ulatub 26...28 % tasemele.

Uusi tuuleparke kavandatakse eelkõige soodsate tuuleoludega piirkondadesse. Uuritakse võimalusi mere-tuuleparkide rajamiseks. Suurima tuulepargi kava on seotud Hiiumaa lähistel paiknevate madalikega, kus tuulegeneraatorite koguvõimsus võiks ulatuda isegi kuni 1000 MW tasemeni.

1.1.5 Väike-tuuleagregaatide kasutamisest

Peamine osa kogu maailma tuuleelektrist toodetakse võimsate nn. megavatiklassi kuuluvate tuulegeneraatorite abil. Sellised tuulejaamad on keerukad ja kallid ning nõuavad tugevaid võrguühendusi ja võrgu poolt piisavat reservvõimsust. Samas on paljudel juhtudel otstarbekas kasutada lokaalseteks vajadusteks väiksemaid tuulegeneraatoreid võimsusega 0,2...30 kW, harvem kuni 150...200 kW. Neid saaks kasutada näiteks üksikute saarte, talude või sõltumatu toitega üksikobjektide (ilmavaatluspunktid jms.) elektritoitel [11, 20,24,26-31,].

Sellepärast on kogu maailmas tekkinud üha kasvav huvi väikese võimsusega tuulegeneraatorite vastu. Euroopa Liidus on jätkumas uuringuprojekt väike-tuulikute turu ja vajaduse täpsustamiseks ning sellealase arendusprogrammi kavandamiseks [26]. Ka Eestis on paljud väikeettevõtted ja üksikisikud tundnud huvi selliste tuuleagregaatide hankimise ja kasutamise vastu.

Väikese võimsusega tuulegeneraatoreid saab kasutada nii koostöös elektrivõrguga kui ka elektrivõrgust isoleeritult. Koostöös elektrivõrguga saab toita näiteks korterit, maja, farmi, ärihooneid ja tootmisruume. Iseseisva sõltumatu toiteallikana saab väikese võimsusega tuulegeneraatoreid kasutada näiteks kaatril, väikelaeval, aga ka korteri, maja, suvila, farmi vajadusteks, piisava võimsuse korral ka eraldiseisva majade grupi või väikese küla toiteks.

Koostöös elektrivõrguga kasutamisel aitavad väikese võimsusega tuulegeneraatorid anda võrgule lisaenergiat ja vähendada kohaliku tarbimise sõltuvust toitevõrgu läbilaskevõimest. Töötades isoleeritult elektrivõrgust, võimaldavad väikese võimsusega tuuleagregaadid osaliselt või täielikult toita kohalikke tarbijaid kas hooajaliselt või pidevalt. Ühtlasema toite tagamiseks tuleks tuulegeneraatorite kõrval kasutada energiat akumuleerivaid seadmeid (akumulaatoreid, superkondensaatorid jms) ja võimaluse korral ka teisi energiaallikaid (näiteks päikesepatarei, diisलगeneraator, hüdroenergia jms).

Ühe hästi automatiseeritava salvestussüsteemina saab tuulegeneraatorite juures kasutada vee elektrolüüsereid ja vesiniku baasil töötavaid kütuseelemente [31].

Samal ajal kui enamus võimsaid tuulegeneraatoreid on USA-sse imporditud Saksamaalt ja Taanist, siis väikese võimsusega tuulegeneraatorid on USA-s vähemalt 90% ulatuses kodumaist päritolu. Praegu on USA-s väike-tuuleagregaatide tootmises osalemas ligi 90 firmat. Kolm suurimat nendest firmadest toodab vähemalt 35% kõigist maailmas müüdavatest väike-tuuleagregaatidest.

Näiteks 2006. a müüdi USA-s enam kui 8 300 väikese võimsusega tuuleagregaati koguvõimsusega 8,6 MW ja müügihinnaga 33,2 miljonit USD, millest imporditud seadmed moodustasid umbes 2% [22]. 2007. a müüdi USA turul juba 9 092 tuuleagregaati kogumaksumusega 42 miljonit USD. Järgmise sammuna loodetakse kõrgtehnoloogia kasutamise abil saavutada väike-tuuleagregaatide hinnalangus kuni 30%, mis võib tuntuvalt suurendada tarbijate huvi ja seadmete müügimahtu ning konkurentsivõimet.

1.2. Tuuleelektrijaamade elektromehaanilised ja muundussüsteemid

Tuuleelektrijaamades on kasutusel peamiselt horisontaalse völliiga tuuleroorid ja nendega mehaaniliselt sidestatud maapinna suhtes horisontaalse völliiga generaatorid. Sealjuures paikneb tavaliselt tuuleroori ja generaatori vahel kiirendav reduktor, mis sobitab nende erinevad kiirused. Kasutatakse ka tuuleagregaatide, kus tuuleroor kinnitub vahetult generaatori völli külge ja mõlemad pöörlevad võrdse kiirusega (nn. otseajamiga tuuleagregaat) [1, 32, 33].

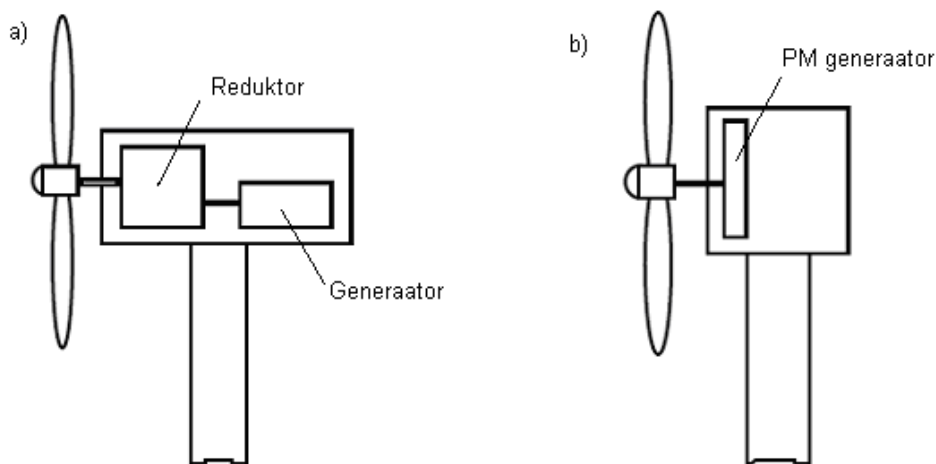
Horisontaalse völliiga tuuleroorite korral on harva kasutatud ka vertikaalvölliiga sidestatud generaatorit. Selle lahenduse eeliseks on asjaolu, et generaator võib pika völli otsas paikneda maapinna kõrgusel kohtkindlalt ja generaatori väljundklemme saab ühendada vahetult tarbija või muundusseadme külge. Kinemaatilise skeemi poolest tuletab selline lahendus meelde nn. Ameerika tüüpi tuuleagregaatide vee pumpamiseks, kus horisontaalse völliiga tuuleroori pöörlemine antakse kooniliste hammasrataste abil üle vertikaalsele völliile, mis omakorda käitab veepumba.

Kasutatakse ka maapinna suhtes vertikaalse völliiga tuuleagregaatide, mille tööorganiks on tavaliselt nn. tuuleroor. Enamasti kasutatakse vertikaalse völliiga tuuleagregaatides nn. Darrieus'i roorit, mis on väga lihtsa ja töökindla konstruktsiooniga. Darrieus'i roori suhteliselt aeglase pöörlemiskiiruse tõttu kasutatakse tavaliselt roori völli ja generaatori vahel kiirendavat reduktorit. Sellise lahenduse kohaselt on valmistatud ja pikaajalises ekspluatatsioonis edukalt kasutatud kuni 300 kW võimsusega tuuleagregaatide.

On katsetatud ka Darrieus'i tuuleroori abil otsekäitatavat aeglasekäigulist paljupooluselist generaatorit võimsusega kuni 300 kW, kusjuures roori pöörlemine antakse pöörleva torni abil otseselt edasi maapinnale paigutatud generaatorile. Teise lahenduse korral paikneb vertikaalse völliiga paljupooluseline generaator torni otsas ning pöörlev tuuleroor kinnitub vahetult generaatori roori völliile. Kuid otseajamiga lahendused pole praeguseks kuigi laialt kasutusel. Põhjuseks on ilmselt kogu tuuleagregaadid ja sealhulgas ka generaatori väga suured mõõtmed ja kaal.

1.2.1 Vahereduktoriga või otseajamiga tuulegeneraatorid

Võimsate tuulegeneraatorite tiivikud pöörlevad kiirusega 15...40 p/min. Kuna enamasti kasutatakse kiirekäigulisi generaatoreid nimikiirusega tavaliselt 1000...1500 p/min piires, peab tiiviku võlli ja generaatori vahele paiknema ühe- või mitmeastmeline kiirendav reduktor (joonis 1.1,a). Reduktor lisab tuuleagregaadile oluliselt kaalu ja kadusid, liikuvate ja kuluvate sõlmede tõttu nõuab palju lisahooldust ja vähendab agregaadid töökindlust.



Joonis 1.1 Tuuleelektrijaama kinemaatiline skeem redutoriga kasutamisel tiiviku ja generaatori vahel (a) või vahetult tiivikuga ühendatud generaatori korral (b)

Alternatiivseks lahenduseks on redutoriga ja kiirekäigulise generaatori asemel kasutada aeglasekäigulist paljupooluselise generaatorit [32...39] (joonis 1.1,b), mis on mehaaniliselt sidestatud otse tuulerootori võlliga, kasutamata vahereduktorit. Otseajamiga tuulegeneraatorite tehnoloogiline lahendus pakub mitmeid eeliseid:

- suureneb generaatori poolt toodetav energiahulk, sest kasutatakse paremini ära ka väiksemad tuulekiirused;
- vähenevad hoolduskulud, suureneb töökindlus;
- väheneb ümbruskonda kiirguva müra tase;
- väheneb elektrivõrgu flikker;
- suureneb võimsustegur.

Otseajamiga tuuleagregaadis kasutatava aeglasekäigulise generaatori suure arvu pooluste tõttu on sellise generaatori läbimõõt pikkusega võrreldes suhteliselt suur. Eriti tuntavad on sellest tingitud konstruktiivsed probleemid suurte nn megavattilise võimsusklassi generaatorite korral.

Selline otseajamiga (ilma vahereduktorita) generaatori lahendus on aga väga sobiv väikese võimsusega tuulegeneraatorite korral. Väiksema võimsuse saamiseks kasutatavad väiksema läbimõõduga tiivikud pöörlevad oluliselt kiiremini ja selle tõttu on generaatori vajalik pooluste arv suhteliselt väiksem. Näiteks generaatori nimivõimsuse korral 30 kW on tiiviku ja seega ka otseajamiga generaatori nimipöörlemiskiirus 80...100 p/min ning nimivõimsuse 5 kW korral vastavalt

200...220 p/min. Võimsuse 200...1000 W korral on generaatori ja tiiviku nimi-pöörlemiskiirus veelgi suurem, ulatudes kuni 300...500 p/min [32,33,35].

Siiski on mõned tuulegeneraatoreid tootvad suurfirmad (Enercon, Lagerway jt.) sellist nn otsegeneraatori ideed rakendanud ka võimsate generaatorite väljatöötamiseks. Selliste toodetavate aeglasekäiguliste generaatorite võimsus ulatub juba 1,0...4,5 MW tasemeni ja generaatori läbimõõt vastavalt kuni 10 meetrini.

1.2.2 Muutuva või konstantse pöörlemiskiirusega tuuleagregaadid

Tuuleenergeetikas kasutatakse kaht erinevat kiiruskontseptsiooni – muutuva ja konstantse pöörlemiskiirusega tuuleagregaadid. Tuuleturbiin ja -generaator kuuluvad muutuva kiirusega agregaatide gruppi, kui tööprotsessis lubatakse generaatori rootori pöörlemiskiiruse muutumist sõltuvalt tuule kiirusest. Agregaaadi konstantne pöörlemiskiirus tähendab seda, et generaatori pöörlemiskiirus peab olema konstantne sõltumata tuule erinevatest kiirustest.

Muutuva pöörlemiskiirusega tuulegeneraatorite kasutamine annab võrreldes konstantse kiirusega agregaatidega mitmeid eeliseid [1, 33,34]:

- kasutatakse suhteliselt suuremat osa tuule võimsusest (kuni 6% rohkem sõltuvalt asukohast ja turbiini labade konstruktsioonist)
- vähenevad pinge ja võimsuse kõikumised, samuti flikker elektrivõrgus
- väheneb turbiini ja generaatori poolt madalatel pöörlemiskiirustel tekitatav müra
- väheneb mehaaniline üleminekukoormus tuuleturbiini komponentidele turbiini rootori labade poolt tekitatava momendi muutuste kestel.

Otseajamiga tuuleagregaatides töötab generaator tavaliselt muutuva pöörlemiskiiruse tingimustes. Mõnikord peetakse seda üheks eeliseks võrreldes reduktoriga rakenduste suhtes. Kuid sageli võivad ka vahereduktoriga tuulejõujaamade generaatorid töötada muutuva kiirusega, kui kasutatakse vastavaid reguleerimisüsteeme.

1.2.3 Asünkroongeneraatorite kasutamine tuuleelektrijaamades

Tuuleenergeetikas kasutatakse nii asünkroon- kui sünkroongeneraatoreid. Suurem osa töötavatest tuulegeneraatoritest on asünkroongeneraatorid. Nende generaatorite korral kasutatakse valdavalt faasirootoriga lahendusi, eriti suuremate ühikvõimsuste korral nn. megavatiklassi tuulegeneraatoritena. Lühisrootoriga asünkroongeneraatoreid rakendatakse kohati väiksemate võimsuste genereerimisel.

Vastavalt asünkroonmasina tööpõhimõttele töötab see masin generaatorina, kui rootori pöörlemiskiirus on mõnevõrra kõrgem sünkroonkiirusest. Asünkroongeneraatorid vajavad talitluseks magneetimisvoolu. Kui asünkroongeneraator on ühendatud elektrivõrguga, siis võetakse magneetimisvoolu võrgust, tarbides võrgust reaktiivvõimsust. Autonoomse generaatori korral võib magneetimisvoolu genereerida kondensatorite abil. Kui asünkroongeneraator on ühendatud elektrivõrguga läbi vahelduv- alalis- vahelduvvoolu muunduri (VV–AV–VV muunduri), siis genereerib vajalikku reaktiivvõimsust kasutatav muundur.

Asünkroongeneraatorit iseloomustab suhteliselt jäik momendi-kiiruse

karakteristik, mille tõttu tuulekiiruse loomulikud muutused tingivad suuri võimsuse kõikumisi. Ühe lahendusena kasutatakse asünkroongeneraatori sidestamiseks elektrivõrguga sobivat, võimsuse kõikumisi siluva toimega muundurit.

Asünkroongeneraatori pehmema karakteristiku saamise üheks võimaluseks on tema libistuse muutmine. Selleks võib faasirooriga asünkroongeneraatori rootoriahelasse ühendada kas reguleeritava välis-aktiivtakistuse või muunduri. Firma Vestas tuulejõujaamades on laialdaselt kasutatud OptiSlip-süsteemi, kus generaatorit juhitakse rootori ahelas välis-lisatakistuse reguleerimise teel, kasutades rootori võllile monteeritud jõu-pooljuhtseadmeid. Nii on võimalik reguleerida generaatori libistust kuni 10% ulatuses ja selle kaudu ka generaatori poolt võrku antavat võimsust.

Viimasel aastakümnel on võimsamates tuuleagregaatides valdavalt kasutusel kahepoolse toitega asünkroongeneraatorid, mille voolusid faasirootori mähistes kontrollitakse ja juhitakse sagedusmuunduri abil. See võimaldab reguleerida generaatori karakteristiku tööpunkti ja vastavalt väljundvõimsust kuni 20...30% ulatuses nimivõimsusest.

1.2.4 Sünkroongeneraatorite kasutamine tuuleelektrijaamades

Sünkroongeneraatorid leiavad tuuleenergeetikas järjest laialdasemat kasutamist. Tavaliselt ühendatakse sünkroongeneraatorid elektrivõrguga muunduri abil. Sünkroongeneraatoreid kasutatakse tuuleenergeetikas nii konstantse kui muutliku pöörlemiskiiruse tingimustes. Muutliku pöörlemiskiiruse ja vastavalt generaatori väljundpinge varieeruva sageduse korral kasutatakse generaatori elektrivõrguga sidestamiseks sellist sagedusmuundurit, mis suudab töötada kõigis neljas kvadrantis.

Tuuleenergeetikas kasutatavate sünkroongeneraatorite ergutusväli tekitatakse valdavalt alalisvooluga toidetavate pooluste mähiste abil, mis paiknevad tavaliselt pöörleval induktoril (rootoril). Siinjuures kasutatakse nii kontaktrõngastega kui ka kontaktivabu ergutussüsteeme.

Sünkroongeneraatorite ergutusvälja tekitamiseks kasutatakse üha laialdasemalt ka püsिमagnetiteid. See tõstab generaatori töökindlust ja kasutegurit. Püsिमagnetite omadused on järjest paranenud ja hind on alanenud sellisele tasemele, mis võimaldab valmistada turustamise seisukohast konkurentsivõimelisi püsिमagnetergutusega generaatoreid (PM-generaatoreid).

Seni on maailmas valmistatud peamiselt väikese ja keskmise võimsusega PM-sünkroongeneraatoreid. Kuni 2002. aastani töötati välja ka üksikuid kiirekäigulisi PM sünkroongeneraatoreid võimsustele kuni 1000 kW kasutamiseks tuuleagregaatides koos kiirendava reduktoriga [32]. Kuid viimastel aastatel on mitmed tootjad, sealhulgas ABB asunud välja töötama ja on valmis müüma tuuleenergeetika vajadusteks suure ühikvõimsusega mõõduka pöörlemiskiirusega PM-masinaid.

1.3 PM sünkroongeneraatorite kasutamine väike-tuuleelektrijaamades

1.3.1 Ergutusmähisega, PM või kombineeritud ergutusega sünkroongeneraatorite võrdlus

Väikese võimsusega tuuleagregaatide kasutamisel näiteks lokaalse elektritoite tagamiseks on olulisel kohal kasutatavate seadmete ja tuuleagregaadi komponentide töökindlus ja võimalikult vähene hooldusvajadus. Seda tuleb tingimata arvestada ka kasutatava sünkroongeneraatori konstruktsiooni ja tehnilisi lahenduste kavandamisel. Töökindluse osas on PM-ergutusega generaatoril traditsioonilise ergutusmähisega varustatud generaatori suhtes eelised, sest puuduvad sageli hooldust või remonti vajavad harjasõlmed ja kontaktrõngad [34, 35, 37].

PM-generaatori oluliseks puuduseks on see, et ergutus-magnetvälja tugevust pole võimalik reguleerida. Selle tõttu pole võimalik hästi ära kasutada tuuleenergiat madalatel tuulekiirustel. Nominaalsetest kõrgematel tuulekiirustel võib PM generaatori pinge tõusta ohtlikult kõrgele tasemele, mis nõuab lisa-kaitsemeetmete rakendamist. Selle tõttu vajatakse PM-generaatori sidestamiseks tarbija või elektrivõrguga mõnevõrra keerulisemat ja kallimat muundurit [32-35].

Paindlikuks lahenduseks oleks kombineeritud ergutussüsteemi kasutamine, kus baasosa ergutusväljast tekitatakse püsimagneetite abil, kuid vajalik ergutusvälja reguleerimine (nii õhupilu magnetvoo tugevdamine kui ka vähendamine) saavutatakse samadel poolustel paikneva ergutusmähise abil. Selline lahendus oleks kergesti teostatav juhul, kui generaatori ergutussüsteem oleks paigalseisev ja ankrumähis koos alaldiga asuks pöörleval rootoril. Selliselt võiks lahendada võimsama generaatori eelergutussüsteemi, mille alaldatud ja reguleeritava väärtusega ankruvool on omakorda põhigeneraatori ergutusvooluks. Pöörlevalt rootorilt saadava ankruvoolu vahetu kasutamine tarbijaid toitva koormusvooluna kontaktrõngaste ja –harjade kaudu pole otstarbekas, sest harjasõlme tõttu suureneb generaatori hooldusvajadus ja väheneb töökindlus ning kasutegur.

PM generaatori konstrueerimisel tuleb lahendada ka mitmeid spetsiifilisi tehnilisi küsimusi. Üheks probleemiks on näiteks induktori magnetpooluste ja ankrumahaste vaheliste magnetiliste tõmbejõudude teatud sõltuvus induktori pöördenergiast ja asendist ankru suhtes. PM-induktor püüab võtta ja säilitada ankrumagnetahela suhtes sellist asendit, millele vastab õhupilu magnetvoo jaoks väikseim võimalik magnetiline takistus. Selle tõttu tekib induktori pöörlemisel induktori asendist sõltuv hüplik pidurdav magnetiline reluktantsmoment. See aga nõuab suuremat tuule algkiirust, mille juures tuuleagregaadi tiivik suudab generaatori paigalseisust pöörlema panna. Selle probleemi võimalikeks lahendusteks on sobiva murdmähise valik ja kasutamine, samuti ankru uurete või induktori pooluseid moodustavate magneetite kallutamine.

1.3.2 Radiaalse-, aksiaalse või põikväljaergutusega PM sünkroongeneraatorid

PM-generaatorite kujundamisel on nende konstruktiivse lahenduse valikul kasutusel kolm erinevat võimalust, lähtudes magnetvoo suunast generaatori õhupilus induktori ja ankru vahel [1, 32, 33]:

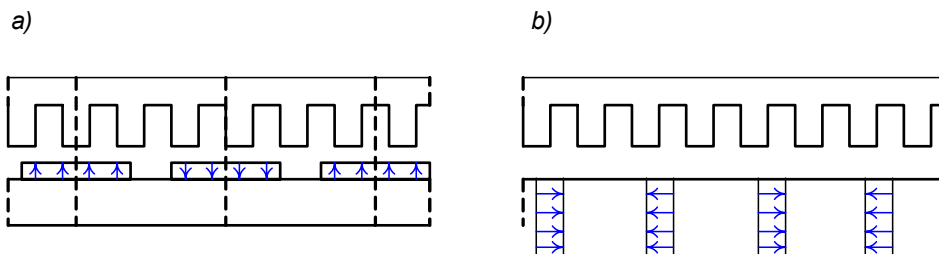
- **radiaalse magnetvooga** generaatorid – magnetvoog läbib õhupilu radiaalsuunas, nagu see on ka traditsiooniliste elektrimasinate lahenduste korral; enamasti kasutatakse siserootori ja välisstaatoriga konstruktsiooni, kuid harvem leiab kasutamist ka välisrootori ja sisestaatoriga lahendus;
- **aksiaalse magnetvooga** generaatorid – magnetvoog läbib õhupilu aksiaalsuunas, seega generaatori pöörlemistelje suunas; generaatori rootor paikneb staatori suhtes aksiaalselt, seega teljesuunaliselt staatori kõrval; enamasti kasutatakse ühepoolset rootorit ja staatorit, kuid vahel ka kahepoolset staatorit või mitme rootoriga lahendusi;
- **põikivooga** (*transversal flux*) generaatorid – magnetvoog läbib generaatori õhupilu põikisuunas; see on suhteliselt uus ja väheuuritud kujundus, mis saavutatakse eripäraselt kõrvutipaiknevate püsिमagnetsõlmede abil; selle lahenduse oluliseks puuduseks loetakse magnetvoo ja seega ka väljundpinge tunduvalt nõrgenemist PM-generaatori koormusvoolu magnetvälja lahtimagnetivaal toimel.

Kõige laialdasemalt kasutatakse radiaalse magnetvooga PM-generaatori konstruktiivset lahendust. Sellise PM sünkroongeneraatori paigalseisev ankrumagnetahel koos kolme faasilise ankrumähisega on konstruktsiooni poolest sarnane klassikalise asünkroonmasina staatorile. Kuid PM-induktiorkonstruktsioon, kus on eristatavad väljepoolused kas pindmagnetite või poolussüdämike kujul, sarnaneb teatud määral klassikalise hüdrogeneraatori tehnilisele lahendusele, millel on suur arv pooluseid.

1.3.3 Radiaalse PM ergutusega sünkroongeneraatori induktori magnetahela konstruktsiooni üldlahenduse valik

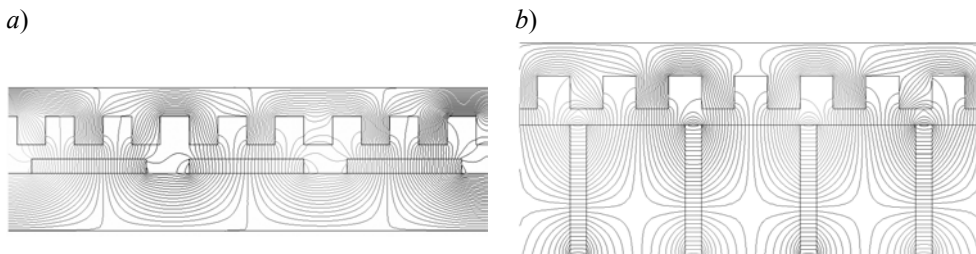
PMSG õhupilus radiaalselt suunatud magnetvoo tekitamiseks kasutatakse püsिमagnetite paigutamiseks induktori magnetahela suhtes kaht erinevat konstruktsiooni:

- Magnetid paiknevad induktori pinnal (joonis 1.2,a);
- Magnetid kinnituvad induktori pinda süvistatud uuretesse, (joonis 1.2,b):



Joonis 1.2 Sirgestatud õhupiluga PMSG mudel induktori pindmagnetite (a) või süvistatud magnetite (b) kasutamisel (õhupilu on näidatud sirgestatult)

Selliste püsomagnetite paiknemise poolest erinevate mudelite korral tekib ka mõnevõrra erinev magnetvälja üldine jaotus induktori osas. Kuid õhupilus ja ankrumagnetahelas on magnetvälja jagunemine mõlemal juhul sarnane (joonis 1.3)



Joonis 1.3 Magnetvälja jõujoonte struktuur sirgestatud õhupiluga PMSG induktori mudelis induktori pindmagnetite (a) või süvistatud magnetite (b) korral

Induktori magnetahela pinnale kinnitatud magnetite kasutamisega kaasnevad järgmised positiivsed asjaolud:

- rootori konstruktsioon on suhteliselt lihtne, sealhulgas magnetite aluseks oleva pehmest terasest kandesilindri osas;
- kuna püsomagnetite magnetiline läbitavus on väike, lähenedes õhu omadustele, siis suureneb PM-generaatori ekvivalentne õhupilu paksus peaaegu magneti paksuse võrra. Selle tulemusena suureneb õhupilu magnetiline takistus ankrureaktsiooni magnetvoole, mis pehmemdab ankrureaktsiooni mõju PM-sünkroongeneraatori karakteristikutele.

Kuid induktori pinnale kinnitatud magnetite kasutamisel on ka puudused:

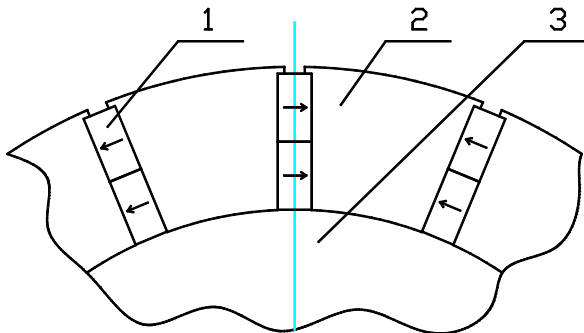
- magnetite kinnitamine pinnale tekitab ohtu PM-generaatori töökindluse osas, sest magnetid võivad tsentrifugaal- ja magnetiliste jõudude koostoimel lahti rebeneda, põhjustades pöörlemisel ka teiste magnetite purunemise ning generaatori riknemise;
- suhteliselt suure õhupilu tõttu, eriti võimsamate PM-generaatorite korral, väheneb mõnevõrra magnetvoo tihedus õhupilus ja seega ka generaatori efektiivsus;
- raske on saavutada siinuselise magnetvoo tiheduse jaotust õhupilus, mis on üheks soodustavaks asjaoluks siinuselise pinge genereerimisel ja kõrgemate pingeharmonikute mõju vähendamiseks PM-generaatori ankrumähises.

Induktori magnetahela pinda poolussüdame vahel serviti süvistatud magnetite kasutamise üks võimalikke konstruktsioone on toodud joonisel 1.4.

Selle lahenduse positiivsete asjaoludena võiks nimetada järgmisi:

- magnetite külpinna suurendamise arvel võrreldes poolussüdame otspinnaga õhupilu suunas (pooluskingadega) osutub võimalikuks saavutada nn. magnetvoo kontsentreerimise efekt õhupilus ja selle tulemusena suurem magnetvoo tihedus õhupilus. See tagab PM-generaatori väljundpinge ja -võimsuse suurenemise ning efektiivsuse tõusu masina samade mõõtmete ja aktiivmaterjalide massi korral;

- tänu magnetvoo kontseerimise efektile saab püsomagnetitena kasutada veidi tagasihoidlikumate magnetiliste omadustega, kuid samas tunduvalt odavamaid magnetmaterjale (näiteks ferriidid);
- magnetid saab kindlalt oma kohale fikseerida, mis välistab nende lahtirebenemise või purunemise näiteks pöörlemise tsentrifugaaljõudude tõttu või avarii olukorras.



Joonis 1.4 Magneteid rootoril fikseeriva randiga varustatud poolussüdamikud. 1 – püsimagnetid; 2 – poolussüdamik; 3 – kandesilinder

Sellise konstruktsiooni puuduste poolest võiks nimetada järgmist:

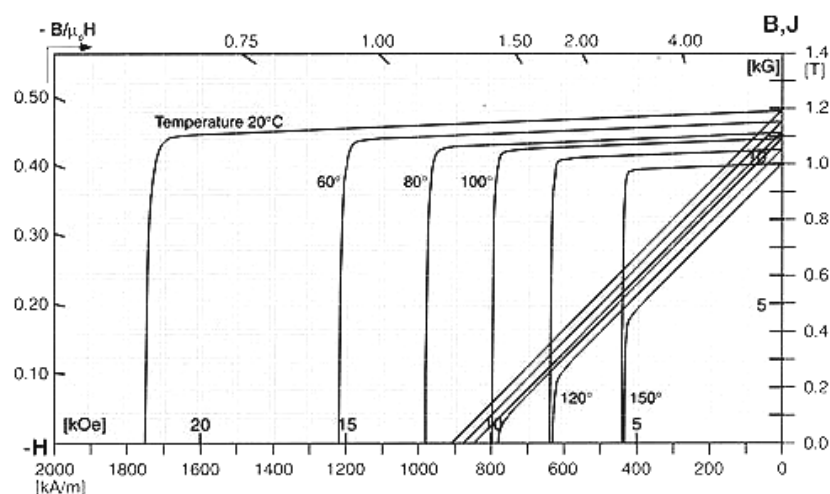
- rootori konstruktsioon on keerulisem, kui võrrelda juhtumiga, kus magnetid kinnitati induktori magnetahela pinnale;
- kuna vahetu õhupilu staatori ja rootoril paiknevate pooluste vahel on väiksem, siis on ka ankrureaktsiooni mõju õhupilu magnetväljale ja PM-generaatori efektiivsusele mõnevõrra tugevam. Tundlike magnetmaterjalide korral võib esineda ka teatud määral magnetite lahtimagnetimise ohtu.

1.3.4 Kasutatavate püsिमagnetmaterjalide põhiomadusi

Viimase 10... 15 aasta jooksul on maailmas tunduvalt suurenenud püsिमagnetmaterjalide kasutamine paljudel tehnikaaladel, sealhulgas ka elektrimasinaehituses. Seda on võimaldanud uute, senisest paremate omaduste ja tehniliste näitajatega püsिमagnetmaterjalide väljatöötamine ja tootmine. Elektrimasinates kasutamiseks on üheks paremaks ja stabiilsemaks materjalidegrupiks kujunenud NdFeB-tüüpi magnetmaterjalid. Seda tüüpi magnetid võimaldavad saavutada PM generaatori õhupilus piisava tugevusega ergutus-magnetvälja, omades sealjuures suhteliselt väikseid gabariitmõõtmeid.

Samuti on NdFeB - tüüpi magnetid teistega võrreldes stabiilsemate omadustega, sealhulgas temperatuuri suhtes. Nende magnetite korral on ka väiksem oht, et avariiliselt tugev PM generaatori ankrureaktsiooni magnetväli võiks püsिमagnetitele demagneetivalt toimida. Näiteks Neorem 476 a tüüpi püsिमagnetiteid [40] iseloomustavad järgmised olulisemad omadused 20 °C juures (joonis 1.5):

- koertsetiivjõud $H_c=860...910$ kA/m;
- jääkmagnetvoo tihedus $B_r=1,15...1,2$ T;
- maksimaalne magnetvälja erienergia $(BH)_{max}=250...270$ kJ/m³.



Joonis 1.5 NdFeB-magnetmaterjali Neorem 476a karakteristikud sõltuvalt temperatuurist

NdFeB-magnetmaterjalide omadused sõltuvad siiski tugevasti temperatuurist, mida iseloomustavad joonisel 1.5 esitatud Neorem 476 a karakteristikud vastavalt töötemperatuuridele 20 °C, 60 °C, 80 °C, 100 °C, 120 °C ja 150 °C.

1.4 PMSG magnetvälja analüüsi meetodid

1.4.1 PMSG inseneriarvutuse ja projekteerimise iseärasusi

Klassikalise sünkroongeneraatori projekteerimisel on välja kujunenud tavapärase projektarvutuse etappide struktuur ning vastav arvutusmetoodika ja valemite kogum. Sealjuures kuigi projekteeritava masina tehnilised näitajad sõltuvad magnetvälja tugevusest ja jaotusest generaatori aktiivsõlmedes, pole enamasti vajadust seda täiendavalt uurida või täpsustada. Arvutamisel kasutatav protseduur, valemid või tunnusjooned on pikaajaliste inseneriarvutuste ja vajalike uuringute käigus välja arendatud ega vaja olulist parendamist või täpsustamist. Projekteeritava generaatori konstruktsiooni eripära võetakse enamasti arvesse vastavate parandustegurite või tunnusjoonte abil.

Püsimagnetergutusega sünkroongeneraatori, nagu ka teiste generaatoritüüpide omadused, tehnilised näitajad ja töökarakteristikud on suures osas määratud magnetvoo suuruse ja jaotusega induktori ja ankru magnetahelate vahelises õhupilus. PM-ergutusvälja (primaarvälja) magnetvoo tiheduse väärtus ja jaotus õhupilus määrab ära ankruahelas indutseeritava elektromotoorjõu väärtuse ja kuju. Ankruahela koormus-voolude poolt tekitatav ankrureaktsiooni magnetväli (sekundaarväli) põhjustab õhupilu resulteeruva magnetvälja moonutusi ja mõjutab ka püsimagneteid.

Kuid püsimagnetergutusega generaatori korral mõjutavad magnetvälja tugevust ja jaotust mitmed iseärasused, mida klassikaliste sünkroongeneraatorite korral ei esine või mis avalduvad seal vähesel määral. Kui PM-ergutusvälja tekitamiseks on induktori õhupilupoolsele magnetahela pinnale fikseeritud püsimagnetid (joonis 1.2,a), siis suureneb selle tõttu mittemagnetiline pilu induktori ja ankru

magnetahelate vahel magnetite paksuse arvel tunduvalt. Lisaks sellele on õhupilu ankru magnetahela sisepinna ja magneti pinna vahel ebahütlase paksusega, kui kasutada tavapäraseid ristkülikukujulise ristlõikega magneteid.

Püsimagnetite välis- ja külgpinnast väljuv magnetvoog jaotub õhupilus keeruka seaduspära kohaselt nii ankruahelasse kui puistevoogudena naabermagnetitesse ja tagasi induktori magnetahelasse. Ankru magnetahela kaudu sulguva põhiergutusvoo ning selle jagunemise määramiseks poolusjaotuse ulatuses tuleb eelnevalt määratleda magnetvälja, seega ka magnetvoo tiheduse detailne jaotus õhupilus.

PM-generaatori õhupilu otsatsoonis ulatub osa ergutusväljast aksiaalses suunas magnetahela otsast kaugemale välja, tekitades otsaefekti magnetvood, mis sulguvad nii ankru kui induktori magnetahela suunas. Neist esimene moodustab osa primaarvälja põhivoost, teine aga kujutab endast täiendavat puistevoogu. Suhteliselt suure mittemagnetilise pilu ja masina lühikese aksiaalse pikkuse tõttu on õhupilu otsatsoonis esinevad magnetvälja otsaefektid märkimisväärse mõjuga ning vajavad täpset määramist.

Generaatorite õhupilu magnetvälja mõjutab ja moonutab ankrumähise koormusvoolust põhjustatud ankrureaktsiooni magnetväli. Kuna vaadeldava PM-generaatori mittemagnetiline pilu on magnetite paksuse arvel klassikalise konstruktsiooniga sünkroonmasinatega võrreldes oluliselt suurem, siis on ka ankrureaktsiooni magnetvälja jaotus ja mõju resulteeruvale magnetväljale õhupilus tunduvalt keerulisem. Suure mittemagnetilise pilu tõttu on ka ankrureaktsioonivälja otsaefektid tavapärasest erinevad. Selle tõttu nõuab ka ankrureaktsiooni mõju täpsem arvestamine täiendavat magnetvälja analüüsi ja vajalikke uuringuid.

Eelnevast nähtub, et PM sünkroongeneraatori inseneriarvutusteks ja piisava täpsusega projekteerimiseks on võrreldes klassikaliste elektrimasinatega vajalikud täiendavad ja täpsustavad uuringud nii ergutusvälja kui ka ankrureaktsiooni magnetvälja määramiseks. See nõuab magnetvälja iseloomustavate seoste ja vajalike piiritingimuste kirjeldamist ning väljavõrrandite lahendamise ja väljajaotuse määramiseks otstarbeka meetodi valikut ja rakendamist.

1.4.2 PMSG magnetvälja kirjeldamise ja analüüsi võimalusi

PMSG elektromagnetvälja jaotust iseloomustavad Maxwelli võrrandid, üldjuhul 3-mõõtmelises esituses. Magnetvälja tugevuse vektori \vec{H} sõltuvust voolutihedusest \vec{J} kirjeldab Maxwelli I seadus (koguvoolu seadus) [41]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}.$$

Maxwelli II seadus (elektromagnetilise induksiooni seadus, mille olemuse esimesena avastas Faraday, kuid mille matemaatiliselt formuleeris Maxwell) esitab elektrivälja tugevuse \vec{E} sõltuvuse magnetvoo tiheduse vektori \vec{B} muutuse kiirusest järgmiselt:

$$\nabla \times \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t.$$

Maxwelli väljavõrrandeid täiendavad ja täpsustavad järgnevad lisaseosed:

magnetvoo pidevuse printsiip

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0,$$

elektrivoolu pidevuse printsiip

$$\nabla \cdot \vec{J} = 0$$

ning väljasuurusi omavahel sidestavad matemaatilised avaldised:

$$\vec{B} = \mu_a \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H}$$

$$\text{ja } \vec{J} = \sigma \vec{E}.$$

Siinjuures elektromagnetilise välja jaotust mõjutavad keskkonna omadused:

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – vaakuumis keskkonna magnetiline läbitavus,

μ_r – vaatluskeskkonna suhteline magnetiline läbitavus võrreldes vaakuumiga,

σ – keskkonna elektriline erijuhtivus.

Üldjuhul tuleb PMSG õhupilu magnetvälja iseloomustamiseks kasutada magnetilise vektorpotentsiaali mõistet ja jaotust $\vec{A}(r, \alpha, z)$, millest saab matemaatilisel avaldada magnetvälja tiheduse väärtuse

$$\vec{B} = \nabla_x \vec{A}.$$

Sealjuures vektorpotentsiaali jaotust kirjeldab Laplace' või Poissoni võrrand vastavalt sellele, kas vaatlusalas puuduvad või esinevad voolutiheduse piirkonnad.

Vaadeldava elektrimasina küllalt suure aksiaalse pikkuse korral on magnetvälja jaotus küllaltki suure aktiivsooni aksiaalse pikkuse osas peaaegu ühesugune ja vektorpotentsiaali esitust ning vastavalt magnetvälja jaotust võib vaadelda kahemõõtmelisena aksiaalsuunalisest z-koordinaadist sõltumatusena.

Analüüsi tulemusena vastavalt silindrilistes või ristkoordinaatides määratud vektorpotentsiaali $\vec{A}(r, \alpha, z)$ või $\vec{A}(x, y, z)$ kaudu saab omakorda arvutada PMSG õhupilu läbiva ankrusuunalise magnetvoo Φ , integreerides näiteks ühe poolusjaotuse ulatuses üle õhupilu ja ankru magnetahela vahelise piirpinna s või seda pinda piirava kontuuri l :

$$\Phi = \int \vec{B} d\vec{s} = \int \vec{A} d\vec{l}.$$

Kuid vektorpotentsiaali $\vec{A}(r, \alpha, z)$ analüütiline täpne määramine väljaülesande lahendamisel võib kujuneda ületamatult raskeks probleemiks, seda eelkõige vaatlusala keeruka geomeetrilise kuju, mittelineaarsuste ja ebamääraste piiritingimuste korral. Mõnel juhul on piisav leida teatud määral ligikaudne lahend, mis lubab teha uuritava mudeli osas teatud lihtsustusi. See võib puudutada mudeli geomeetrilist kuju, materjalide (keskkonna) mittelineaarseid omadusi või piiritingimusi. Sel juhul võib osutada võimalikuks analüütilise lahendi leidmine, mis on küll teatud ulatuses ligikaudne.

Kui vaadelda magnetvälja ainult õhupilus väljaspool püsomagnetite piire ja vaatlusalas, kus puuduvad ka indutseeritud voolude piirkonnad, siis saab magnetvälja jaotuse iseloomustamiseks kasutada ka magnetilist skalaarpotentsiaali $U_m(r, \alpha, z)$ või $U_m(x, y, z)$, mille määramiseks tuleb lahendada Laplace võrrand.

Arvestades vaadeldavat PMSG õhupilu geomeetrisel kujul, mõõtmeid ja piiritingimusi, võib osutada võimalikuks magnetilise skalaarpotentsiaali $U_m(r, \alpha, z)$ avaldamine, mille kaudu omakorda saab määrata magnetvälja tugevuse või väljatiheduse jaotuse õhupilus:

$$\vec{B}_r(r, \alpha, z) = -\mu_0 \nabla U_m(r, \alpha, z),$$

$$\text{sest } \vec{H} = -\nabla U_m \text{ ja } \vec{B} = \mu_0 \vec{H}.$$

1.4.3 Magnetvälja jaotuse määramise võtteid

Uuritava PMSG magnetvälja jaotuse uurimiseks ja analüüsiks on võimalik kasutada mitmeid erinevaid võtteid, millest põhiliste võimalustena tuleks nimetada järgmisi:

a) Nii Maxwelli võrrandite kui Laplace või Poissoni võrrandite **analüütiline otsene lahendamine**, magnetilise vektorpotentsiaali $\vec{A}(r, \alpha, z)$ või skalaarpotentsiaali $U_m(r, \alpha, z)$ ning nendest suurustest magnetvälja tugevuse $\vec{H}(r, \alpha, z)$ või -tiheduse $\vec{B}(r, \alpha, z)$ määramine on küll põhimõtteliselt võimalik, kuid paljude reaalse seadmete või vaadeldavate mudelite korral väga keerukas.

Põhjused:

- geomeetriselt keeruka kujuga piirid ja vastavad piiritingimused raskesti formuleeritavad;
- mittelineaarsed keskkonnatingimused (magnetahel);
- teatud määral mittehomogeensed keskkonnatingimused.

Otsese analüütilise lahendamise võtteid kasutatakse harva ja ka siis teatud tunduvate lihtsustuste eeldusel.

b) Maxwelli võrrandite kaudu saadud seoste lihtsustamiseks vaadeldava **mudeli lihtsustamine**. Näiteks 3D-mudel asendatakse 2D-mudeliga. Sealjuures võib kaudselt arvesse võtta ka 3. mõõtme mõju näiteks lisavõrrandite kaudu. Nii kasutatakse näiteks elektrimasinate magnetvälja uurimisel mõnikord 2-mõõtmelist mudelit, kus aksiaalsuunalised mõjud võib ühe meetodi kohaselt arvesse võtta mähiste kohta rakendatavate ahelavõrrandite kaudu.

Teise lihtsustusena saab mõnel juhul tuua magnetvälja iseloomustamiseks vektorpotentsiaali $\vec{A}(x, y)$ asemel sisse skalaarpotentsiaal $U_m(x, y)$. See võimaldab matemaatiliselt ja töömahu poolest oluliselt lihtsustada ülesande lahendamist Laplace'i või Poissoni võrrandi abil skalaarpotentsiaali $U_m(x, y)$ määramiseks. Muu hulgas on võimalik kasutada näiteks muutujate eraldamise meetodit. Magnetvälja tugevust saab seejärel juba suhteliselt lihtsalt määrata gradientfunktsioonina skalaarpotentsiaalid:

$$\vec{H}(x, y) = -\nabla U_m(x, y).$$

c) Magnetvälja võrrandite analüütilise lahendamise ühe kaudse võttena saab vaadeldava piirkonna sobiva geomeetrilise konfiguratsiooni korral kasutada **konformsete teisenduste meetodit** [42, 43]. Selle meetodi kohasel formuleeritakse ülesanne, vastav mudeli kuju ja piiritingimused alguses reaalsel 2-mõõtmelisel tasandil, mida kirjeldab ristkoordinaatides kompleksmuutuja tasapind $z=x+jy$. Seejärel transformeeritakse mudeli geomeetria ja piiritingimused konformsete teisenduste kohaselt vastavale w -abitasapinnale (nn. ülemisele pooltasapinnale) $w=u+jv$. Sealjuures z -tasapinnal toimiv magnetiline skalaarpotentsiaal $U_m(z)$ asendub w -tasapinnal magnetvälja komplekspotentsiaaliga $W(w)$, mis on määratav vastavate üleminekuvalemitega.

Ülesande lahendamise käigus w -tasandil määratakse seal magnetväljatiheduse vektor $\vec{B}_w(u, v)$ kui komplekspotentsiaali $\vec{W}(u, v)$ tuletisfunktsioon. Järgnevalt teisendatakse leitud $\vec{B}_w(u, v)$ tagasi reaalmudelile vastavale z -tasapinnale, saades nii lähteülesande püstituses otsitava magnetvälja tiheduse $\vec{B}_z(x, y)$ avaldise.

Konformsete teisenduste meetod on teatud määral analoogne mõnede teiste elektrotehnikas kasutatavate kaudsete meetoditega. Näiteks siinuseliste voolude ja pingetega vahelduvvooluahelate analüüsil kasutatakse sageli nn. sümbolimeetodit, asendades võrrandites siinuselisel muutuvad aegsõltuvad suurused vastavate kompleksidega, mis lahenduvad suhteliselt lihtsate algebraliste võrrandite kaudu. Leitud komplekslahenditest saab vajadusel esitada vastavad siinusfunktsioonid.

Teise analoogia saad vaadelda operaatormeetodit, seda eelkõige elektriahelate siirdeolukordade analüüsil. Sellel meetodil asendatakse ahelavõrrandite integraal-diferentsiaalkuju samade võrrandite operaatorkujuga, mis kirjeldavad tegelike elektriliste suuruste kujutisi ja lahenduvad lihtsate algebraliste võrrandite või võrrandsüsteemidena. Leitud operaatorlahendite teisendamise tulemusena leitakse tegelikud aegsõltuvad funktsioonid kui vastavate operaatorkujutiste originaalid.

d) Magnetvälja jaotust on võimalik **matemaatiliselt modelleerida**, lähtudes Maxwelli võrrandite süsteemist ja seostest. Selleks on laialdasemalt kasutusel järgmised numbrilised meetodid [44-46]:

- lõplike vahede võrgumeetod;
- lõplike elementide meetod;
- rajaelementide meetod jt.

Põhiliselt on välja arendatud lõplike elementide meetodile tuginevad tarkvarapaketid, mis võimaldavad analüüsida ja kirjeldada konkreetse konstruktiivse lahenduse ja materjali- ning piiritingimustele vastava juhtumi väljajaotust (Maxwell, ANSYS, Infolytica, MagNet, Femm jt.). Sellised tarkvarapaketid on enamasti üles ehitatud magnetilise vektorpotentsiaali $\vec{A}(r, \alpha, z)$ määramisele, kasutades sealjuures seesmiselt genereeritud elementvõrgustiku numbriliseks analüüsiks erinevaid variatsioonimeetodeid.

Tarkvarapakettide kasutamine väljaanalüüsiks eeldab materjalide (näiteks ferromagnetilised materjalid) omaduste ja karakteristikute täpset kirjeldamist. See meetod ei anna väljajaotuse üldlahendeid, vaid konkreetse juhtumi erilahendi.

e) Uuritava piirkonna magnetvälja jaotust saab uurida ka **füüsilise modelleerimise meetodite** kohaselt katseliste uurimiste abil. Ka sellise mudeli kohaselt tehtud uuring annab eksperimendi kaudu magnetvälja jaotuse kohta graafikud ja seosed ainult antud konkreetse mudeli kohta. Üldlahendeid see meetod ei võimalda.

f) Kuna kõigi elektrimasinate, sealhulgas ka PMSG omadused ja tehnilised näitajad on peamiselt määratud õhupilu läbiva magnetvooga, siis vastava elektrimasina üldiseks iseloomustamiseks on sageli piisav määrata õhupilu magnetvoo väärtus. Sellise esmase analüüsi vajadusteks kasutatakse edukalt **magnetahela koondparameetrilise askeemi meetodit**. Magnetahela askeemid koostatakse ja neid analüüsitakse analoogiliselt elektri ahela koondparameetriliste askeemidega.

1.5 Töö uuringute eesmärgid ja ülesanded

1.5.1 PMSG kaasaegselt tehnilisest tasemest ja uuringutest

Viimase 15-20 aasta vältel on PM kasutamine elektrimasinate ergutusvälja tekitamiseks märgatavalt suurenenud [47...50]. Kindlasti on sellele kaasa aidanud püsomagnetmaterjalide omaduste ja tehniliste näitajate oluline paranemine. Ka tuuleenergeetikas on PMSG kasutamine üha laialdasemat huvi tekitanud. Selliste PMSG tootmisele peavad eelnema mitmekülgsed uuringud. Selle tunnistuseks on mitmed teadusuuringud ja dissertatsioonid, mis lubavad hinnata selle valdkonna tehnilist taset ja arengusuundi maailmas.

Mitmed põhjalikumad uuringud PMSG osas avaldati aastatel 2000...2002. Eelkõige nimetagem ülevaateuuringute aruandeid [32, 33], kus antakse ülevaade tuulegeneraatorite valdkonna tehnilise taseme kohta maailmas vaatlushetkel.

Aeglasekäiguliste otseajamiga PMSG uuringute alusel on publitseeritud hulgaliselt teaduslikke artikleid ning kaitstud mitmeid väitekirju, mille hulgas on huvipakkuvad Helsinki Tehnikaülikoolis 2000. a kaitstud Petri Lampola doktoridissertatsioon [35], samuti Anders Grauersi poolt 1996. a. Göteborgis Chalmersi Ülikoolis kaitstud doktoridissertatsioon [34] ja Maxime R.J.Dubois 2004. a. Delfi Tehnikaülikoolis kaitstud doktoritöö [37].

PMSG on konstruktiivselt suures osas sarnane traditsiooniliste vahelduvvoolu elektrimasinatega. Kuid püsomagnetite kasutamine, mida vajatakse ergutusmagnetvälja loomiseks, tingib induktori ja õhupilu tsoonis olulised muutused magnetvälja teekonnal läbi õhupilu. PMSG inseneriarvutustes või projekteerimisel pole enamasti võimalik rakendada traditsiooniliste elektrimasinate projekteerimisel kasutatavaid matemaatilisi seoseid ja teadmisi [56-58], sest nii ei õnnestu saada piisavalt täpseid tulemusi. PMSG inseneriarvutuste vajadusteks ei ole seni välja töötatud üldtuntud spetsiaalset piisava täpsusega meetodikat ja vastavaid arvutusvalemeid, mis võimaldaks arvesse võtta püsimateergetusest tulenevaid iseärasusi.

1.5.2 Töö eesmärkide ja ülesannete püstitus ning lahendused

Käesoleva töö peamiseks eesmärgiks on seatud suure pooluspaaride arvuga PMSG magnetvälja üldise jaotuse iseärasuste täpsustav uurimine ja selle alusel niisuguse üldistatud inseneriarvutuste meetodika väljatöötamine, mis oleks sobiv kasutamiseks erineva suuruse ja võimsusega, kuid analoogilise konstruktsiooniga PM-generaatorite korral.

Töö detailsete eesmärkide püstitamisel on lähtutud käesoleval ajal teadaolevalt PMSG projekteerimisel ja inseneriarvutustes kasutatavast arvutusmeetodikast ning vastava rahvusvaheliselt avalikus kasutuses leiduva ja levitatava oskusteabe ning uuringutulemuste tasemest. Sellest lähtuvalt vajavad eelkõige täiendavat uurimist ja täpsustamist mõningad PMSG arvutuste spetsiifilised probleemid, kus ei ole võimalik piisava täpsusega tulemuste saamiseks kasutada traditsiooniliste vahelduvvoolu elektrimasinate korral rakendatavat arvutusmeetodikat ja vastavaid matemaatilisi seoseid.

Lähteolukorra analüüsi alusel on selgunud, et PMSG inseneriarvutuste ja projekteerimise vajaliku täpsuse saavutamiseks vajavad uurimist või täpsustamist mitmed püsomagnetite kasutamise spetsiifikast ja masina suurest pooluspaaride arvust tingitud magnetvälja jaotuse iseloomulikud probleemid. Eelkõige osutus, et PMSG täiendavate uuringute käigus vajavad lahendamist või täpsustamist järgmised probleemid, mis määravad ära käesoleva töö peamised ülesanded:

1. PMSG primaarmagnetvälja jaotuse täpsustamine nii ühtlase paksusega õhupilu korral kui ka juhtumil, kui kasutatakse ristküliku kujulise ristlõikega püsimateid, mis põhjustab õhupilu ebaühtlase paksuse. Eraldi tuleks vaadelda ka sellist konstruktiivset lahendust, kus primaarmagnetvälja jaotuse suunamiseks või formeerimiseks kinnitatakse magnetitele ferromagnetilisest materjalist pooluskingad.
2. Paljupooluselise PMSG suhteliselt suure läbimõõdu juures lühikese aksiaalse pikkuse ja suure mittemagnetilise pilu tõttu võib õhupilu otsatsooni magnetväli olla märkimisväärse mõjuga, kuid klassikalise elektrimasinate teooria ei võimalda seda nähtust piisavalt täpselt arvesse võtta. See puudutab nii primaar- kui ka sekundaarvälja, mille suhtes otsaefektide mõju on erinev. Seega vajab täpsustavat uurimist PMSG otsaefektide mõju nii primaar- kui ka sekundaarmagnetvälja jaotusele.
3. PMSG koormusvoolude tõttu tekkiva sekundaarvälja (ankrureaktsiooni magnetvälja) mõju generaatori tehnilistele näitajatele on keeruline arvesse võtta suhteliselt suure ja ebaühtlase paksusega mittemagnetilise pilu tingimustes – seda tuleks täpsustavalt uurida. Ankrureaktsiooni magnetvälja mõju arvestamine on oluline nii PMSG töökarakteristikute kui ka püsimate töökindluse ja lahtimagneetimisohu selgitamiseks näiteks avariilises olukorras suurte ankruahela voolude korral tekkiva reaktsioonivälja mõjul.

Püstitatud magnetvälja jaotuse ülesannete teoreetiliste probleemide üldiseks lahendamiseks on kasutatud mitmete väljamudelite korral peamiselt konformsete

teisenduste meetodit. See puudutab nii PM poolt tekitatava primaarmagnetvälja üldist jaotust ja otsaefektide mõju arvestamist kui ka ankrumähise koormusvoolude poolt põhjustatud ankrureaktsiooni sekundaarmagnetvälja jaotust ja selle otsaefektide mõju arvestamist. Võrdluseks rakendatakse ka ekvivalentsete asekseemide meetodit magnetvoogude ligikaudse jaotuse määramiseks ja inseneriarvutuste vajadusteks. Sel viisil määratud üldiste avaldiste kontrollimiseks ja vajadusel täpsustamiseks konkreetsete mudelite korral on kasutatud nii vastavate füüsiliste mudelite ja makettide eksperimentaalset uurimist kui ka matemaatilist väljajaotuse modelleerimist tarkvarapakettide Maxwell, MagNet ja FEMM abil.

Nii füüsiliste mudelite abil läbiviidud katselised uurimised kui ka matemaatilise modelleerimise teel saadud tulemused võimaldavad hinnata, võrrelda ja täpsustada mõningaid PMSG primaar-magnetvälja jaotuse üldavaldiste andmeid või avaldiste korrigeerivate tegurite väärtusi vastavalt konkreetsetele mudeli mõõtmetele ja proportsioonidele. Selliselt täpsustatud analüütilised üldavaldised PMSG magnetvälja jaotuse kohta on kasutatavad inseneriarvutustes vastavate generaatorite projekteerimisel või ka kontrollarvutustes.

Püstitatud ülesannete lahendamiseks on käesoleva töö teises peatükis esitatud PMSG primaarmagnetvälja teoreetiliste uuringute tulemused konformsete teisenduste meetodil suhteliselt suure mittemagnetilise pilu tingimustes. Sealjuures on analüüsitud nii konstruktiivset lahendust, kus püsomagnetitele on kinnitatud ferromagnetilisest materjalist pooluskingad, kui ka pooluskingadeta lahendust. Saadud tulemuste alusel määratakse PM induktori põhi- ja puistemagnetvood. Võrdluseks määratakse induktori magnetvood koondparameetriliste asekseemide meetodil, kasutades täpsustuseks konformsete teisenduste meetodi tulemusi.

Töö kolmandas peatükis käsitletakse PMSG konstruktiivse iseärasusena ebaühtlase paksusega õhupilu ja suhteliselt suure mittemagnetilise pilu täiendavat mõju PM-erguse primaarvälja jaotusele ning selle alusel vastava arvutusliku mudeli väljatöötamist ebaühtlase paksusega õhupilu asendamiseks ekvivalentse ühtlase paksusega õhupiluga.

Neljandas peatükis analüüsitakse ankrumähise koormusvooludest põhjustatud ankrureaktsiooni sekundaarse magnetvälja jaotust ning vastavate ankrureaktsiooni magnetvoogude määramist. Esitatakse täpsustatud koondparameetrilised asekseemid ankrureaktsiooni piki- ja põikimagnetvoogude määramiseks inseneriarvutuste vajadusteks. Analüüsitakse sekundaarmagnetvälja mõju ankrumähise parameetritele.

Töö viiendas peatükis uuritakse nii PMSG induktori ja ankru magnetahelate otsaefektide mõju primaar- ja sekundaarmagnetvälja jaotusele ning põhimagnetvoogudele, mida saab arvesse võtta vastavate otsaefekti tegurite abil.

Kuuendas peatükis käsitletakse PMSG prototüüpmasina eksperimentaalseid uuringuid ja nende tulemusi. Võrreldakse teoreetilise analüüsi alusel arvutatud ja katseliselt määratud suuruste arvulisi väärtusi ning vastavaid PMSG talitluskarakteristikuid.

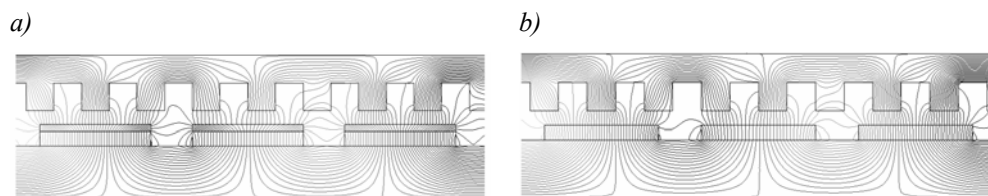
2 PÜSIMAGNETERGUTUSEGA SÜNKROONGENERAATORI PRIMAARMAGNETVÄLJA ANALÜÜS RADIAALSE MAGNEETIMISERGUTUSE KORRAL

2.1 Sissejuhatus

Käesolevas töös on uurimiseks valitud sellised püsिमagnetitega ergutatava paljupooluselise sünkroongeneraatori konstruktiivsed lahendused, mille korral ühe pooluspaari ulatuses on õhupilus poolusjaotuse kaarekujuline pikkus õhupilu kõverusraadiusega võrreldes suhteliselt väike. Selle tõttu on õhupilu kõverdumine suhteliselt väike ja selle kõverdumise mõju magnetvälja jaotusele võib esimeses analüüsis jätta arvestamata. Selle tõttu saab valida PMSG primaarmagnetvälja analüüsiks sirgestatud õhupiluga mudeli.

Vaatluse alla on võetud sellised püsिमagnetitega sünkroongeneraatorite induktori konstruktsioonid, kus ergutusvälja tekitavad püsिमagnetid paiknevad ja on fikseeritud induktori pinnale või pinnasse freesitud süvendites. Püsिमagnetite magnetotoorjõud ja tekitatav magnetvoog on suunatud radiaalselt läbi õhupilu ankrude hammaste suunas (joonis 2.1).

Induktori magnetahela pinnale kinnituvate magnetite korral saab kasutada magnetvälja jaotuse seisukohast 2 erinevat lahendust. Ühel juhul on magnetite õhupilupoolsele pinnale paigutatud pehmest ferromagnetilisest materjalist pooluskingad (joonis 2.1,a), mille abil on võimalik suunata magnetvoo tiheduse jaotuse seaduspära õhupilus poolusjaotuse ulatuses. Teisel juhul püsिमagnetite pinnal puuduvad ferromagnetilised pooluskingad ja magnetvoo tiheduse jaotus õhupilus kujuneb välja loomulikul viisil (joonis 2.1,b):



Joonis 2.1 Induktori magnetahela pinnale fikseeritud püsिमagnetitele võib kinnitada ferromagnetilisest materjalist pooluskingad (a) või kasutada püsिमagneteid ilma pooluskingadeta (b)

Ferromagnetilisest materjalist pooluskingade sobiva kuju valikuga püsिमagnetite pinnal on võimalik sihipärasemalt ja soovitava jaotusseaduse kohaselt profileerida magnetvoo tiheduse jaotust õhupilus poolusjaotuse ulatuses. Sageli seatakse eesmärgiks saada õhupilus selline ergutusvälja magnetvoo tiheduse jaotus, mis on võimalikult lähedane magnetvälja põhiharmoniku jaotusele ning mille tulemusena indutseeritakse ankrumähises võimalikult siinuselise kujuga elektromotoorjõud. Kuid samas muudab nimetatud pooluskingade olemasolu magnetvälja analüüsi mõnevõrra keerukamaks. Lisaks sellele muudab ferromagnetiliste pooluskingade kasutamine ankrumähise koormusvooludest tekitatava sekundaarvälja mõju resulteeruva magnetvälja ja magnetvoogude jaotusele oluliselt tugevamaks.

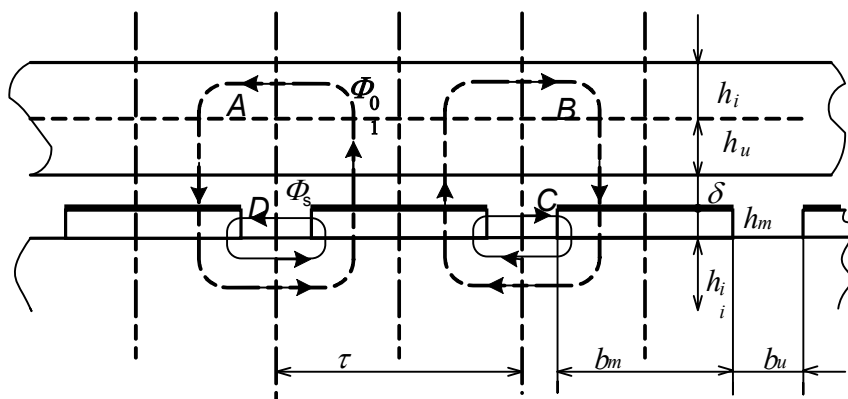
2.2 Primaarmagnetvälja analüüs PMSG õhupilus ferromagnetiliste pooluskingadega kaetud püsímagnetite korral

2.2.1 Sissejuhatavaid märkusi PMSG primaarse magnetvälja kohta

Nagu eelnevas punktis selgitatud, saab radiaalse magneetimisergutusega püsímagnetitega ergutatava sünkroongeneraatori PMSG induktori poolused valmistada kahe erineva konstruktsiooniga:

1. püsímagnetid on kaetud pehmest ferromagnetilisest materjalist pooluskingadega (joonis 2.1,a)
2. püsímagnetid on ilma ferromagnetiliste pooluskingadeta (joonis 2.1,b).

Käesolevas PMSG primaarvälja uuringu esimeses osas käsitletakse vaadeldava generaatorite sellist konstruktsioonilahendust, mille puhul induktori püsímagnetitest poolused on kaetud ferromagnetilisest materjalist pooluskingadega. Joonisel 2.2 on toodud sellise generaatori induktori ja ankruvahelise õhupilu lineariseeritud kujutis koos püsímagnetitest poolustega, mis on kaetud ühtlase paksusega ferromagnetilisest materjalist pooluskingadega.



Joonis 2.2 Püsímagnetitega sünkroongeneraatori õhupilu ja primaarvälja magnetvoogude jagunemine ferromagnetiliste pooluskingade kasutamisel

Joonisel 2.2. on kasutatud järgmisi tähiseid:

τ – poolusjaotus ankrul pinnal;

δ – õhupilu paksus;

h_m – püsímagneti paksus ehk pooluse kõrgus;

b_m – püsímagneti laius;

b_u – püsímagnetite vaheline kaugus ehk nn „uurde“ laius;

h_{ii} – induktori ikke magnetahela paksus;

h_u – ankruahela uurde sügavus;

h_i – ankrul ikke magnetahela paksus

Punktiirjoontega on tähistatud induktori poolt tekitatava primaarmagnetvälja jagunemine põhi- ja puistevoogudeks: Φ_{01} – õhupilu läbiv põhimagnetvoog poole poolusjaotuse ulatuses; Φ_s – läbi poolustevahelise „uurde“ sulguv puistevoog. Magnetvälja analüüsiks õhupilus kasutame järgmisi elektrimasinate teoorias kasutatavaid lihtsustusi [51-58]:

- ankru magnetahela ja induktori ikke materjalide magnetilised läbitavused loeme lõpmata suureks,
- ankru hammaste otspinna õhupilus loeme siledaks, jättes esialgu arvestamata ankru uurdeavade mõju.

Esimese lihtsustuse mõju kompenseerimiseks võetakse järgnevas analüüsis kasutusele magnetahela küllastust arvestav parandustegur, mille määramiseks kasutatakse vastavate ferroamagnetiliste materjalide $B(H)$ magneetimiskõveraid. Teise lihtsustuse mõju arvestamiseks kasutame edaspidi elektrimasinate üldteoorias tuntud Carteri tegurit [51-55].

2.2.2 PMSG primaar-magnetvälja analüüs konformsete teisenduste meetodil

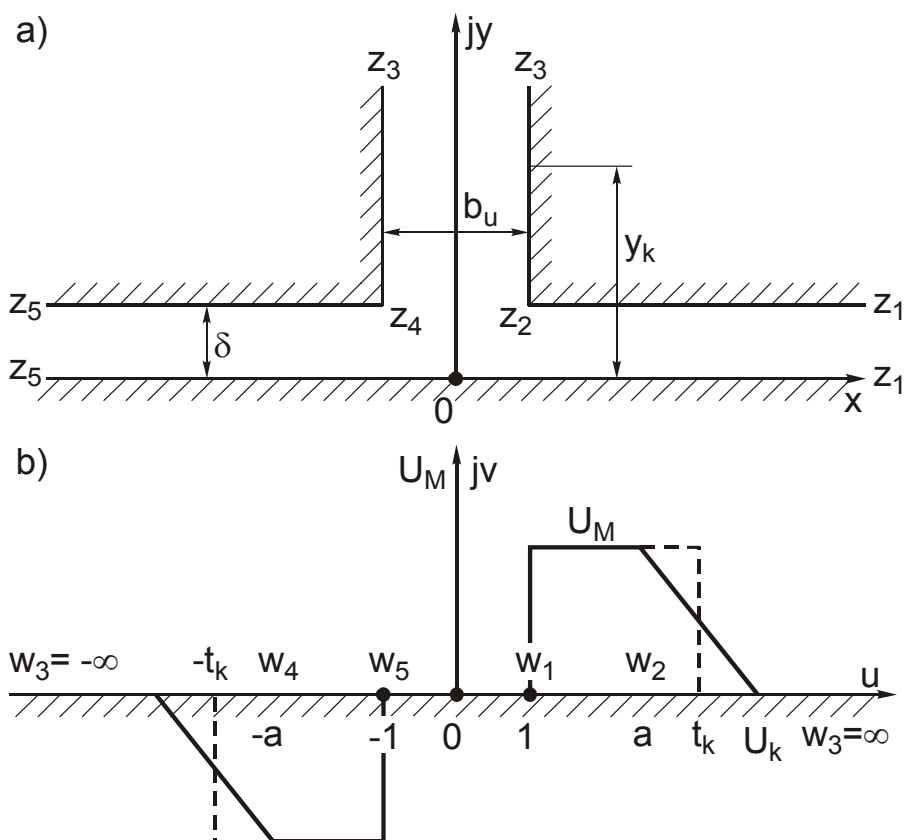
Sünkroongeneraatori ankrupooluste püsomagnetite magnetvälja (nn. primaarvälja) jaotuse ligikaudseks leidmiseks õhupilus on käesolevas töös kasutatud järgmisi lihtsustusi:

- 1) ankru uured jätakse esialgu arvestamata (nende mõju arvestatakse hiljem Carteri teguri kaudu), asendades ankru magnetahela tasapinnalise ferromagnetilise kehaga, mille magnetiline läbitavus loetakse lõpmata suureks,
- 2) loetakse etteantuks magnetvälja skaalarpotentsiaali U_m jaotus magneteid katvate ferromagnetilisest materjalist valmistatud pooluskingade pinnal vastavalt magnetite magnetomotoorse jõu F_m väärtusele nii, et põhjapooluse pinnal $U_{m1} = +F_m$, lõunapooluse pinnal $U_{m2} = -F_m$ ja ankru pinnal $U_{m3} = 0$,
- 3) püsomagnetite vaheliste uurete sügavus loetakse esialgu lõpmata suureks, kuna see avaldab vähe mõju magnetväljale ankru pinnal. Selle võttega välditakse matemaatilises mõttes tülivate elliptiliste funktsioonide kasutamise vajadust edasisel magnetvälja jaotuse analüüsil.

Magnetvälja jaotuse leidmiseks õhupilus, eriti magnetitevahelises tsoonis, kus magnetväli muudab oma suunda, on kasutatud konformsete teisenduste meetodit [42], mille puhul õhupilu originaaltasapind teisendatakse konformse kujutistasapinna ülemisele pooltasapinnale. Ülemisel pooltasapinnal leitakse lähtetasapinna pindade etteantud skaalarpotentsiaali järgi magnetvälja kompleksne vektorpotentsiaal. Vektorpotentsiaali kaudu leitakse magnetväljatiheduse vektor alul ülemisel pooltasapinnal ja seejärel lähtetasapinnal. Magnetväljatiheduse vektori avaldus õhupilu tasapinnal võimaldab arvutada meid huvitavad magnetvood.

2.2.3 Ankru ja induktori ferromagnetiliste piirpindade vahelise mitte-magnetilise pilu konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale

Joonisel 2.3,a on toodud õhupilu lihtsustatud kujutis poolustevahelises tsoonis, mis on kujutatud hulknurgana $z_1 - z_2 - z_3 - z_4 - z_5$. Joonisel 2.3,a on õhupilu laius tähistatud tähega δ ja uurde laius tähisega b_u . Teisendame selle kompleksmuutuja $z=x+jy$ tasapinna konformsete teisenduste meetodil ülemisele pooltasapinnale $w=u+jv$ (joonis 2.3,b).



Joonis 2.3 Ekvivalentse õhupilu piirkonna konformne teisendus ülemisele pooltasapinnale

Komplekstasapinna z iseloomulikele punktidele z_k ja nende sirgjoonelõikude vahelistele nurkadele $\alpha_k \cdot \pi$ valime vastavaks w -tasapinna punktid (tabel 2.1):

Tabel 2.1. Arvutusmudeli sõlmekoordinaatide konformne teisendamine

| z -koordinaat | Suhteline lõigunurk | w -koordinaat |
|----------------------------------|---------------------|--------------------|
| $z_1 = \infty$ | $\alpha_1 = 0$ | $w_1 = 1$ |
| $z_2 = \frac{b_u}{2} + j\delta$ | $\alpha_2 = 3/2$ | $w_2 = a$ |
| $z_3 = j\infty$ | $\alpha_3 = 0$ | $w_3 = \pm \infty$ |
| $z_4 = -\frac{b_u}{2} + j\delta$ | $\alpha_4 = 3/2$ | $w_4 = -a$ |
| $z_5 = -\infty$ | $\alpha_5 = 0$ | $w_5 = -1$ |

Sel juhul saab seose z - ja w - tasapindade punktide vahel väljendada Kristoffel-Schwarzi integraaliga [42]:

$$z = C_1 \int_{w_k}^w (w - w_1)^{\alpha_1 - 1} (w - w_2)^{\alpha_2 - 1} (w - w_4)^{\alpha_4 - 1} (w - w_5)^{\alpha_5 - 1} dw + C_2$$

ehk

$$z = C_1 \int_{w_k}^w \frac{\sqrt{w^2 - a^2}}{(w^2 - 1)} dw + C_2. \quad (2.1)$$

Valemi (2.1) integreerimisel saame z - ja w -tasapinna punktidevahelisele seosele võrrandi

$$z = j\delta \frac{2}{\pi} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{2\delta}{b_u} \cdot \frac{w}{\sqrt{w^2 - a^2}} \right) + \frac{b_u}{2\delta} \operatorname{arth} \left(\frac{w}{\sqrt{w^2 - a^2}} \right) \right], \quad (2.2)$$

kust punktide z_2 ja w_2 vastavusest tuleneb

$$a = \sqrt{1 + \left(\frac{2\delta}{b_u} \right)^2}. \quad (2.3)$$

Võttes valemis (2.2) $w = u (v=0)$, saame seose x -telje ja u -telje punktide vahel

$$x = \delta \frac{2}{\pi} \left[\operatorname{arth} \left(\frac{2\delta}{b_u} \cdot \frac{u}{\sqrt{a^2 - u^2}} \right) + \frac{b_u}{2\delta} \operatorname{arctg} \left(\frac{u}{\sqrt{a^2 - u^2}} \right) \right]. \quad (2.4)$$

Seos uurde vertikaalseinte punktide $z = \frac{b_u}{2} + jy$ ja vastavate u -telje punktide vahel avaldub valemiga

$$y = \delta \frac{2}{\pi} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{2\delta}{b_u} \cdot \frac{u}{\sqrt{u^2 - a^2}} \right) + \frac{b_u}{2\delta} \operatorname{arth} \left(\frac{\sqrt{u^2 - a^2}}{u} \right) \right]. \quad (2.5)$$

2.2.4 Magnetvälja jaotuse määramine ülemisel w -pooltasapinnal

Magnetvälja leidmiseks õhupilus eeldatakse tavaliselt, et magnetvälja skaalarpotentsiaal on püsimagneti õhupiluga rööpsel horisontaaltasapinnal konstantne ja vertikaalosal (so magnetite vahele jäävas "uurdes") väheneb lineaarselt nullini magneti paksuse ulatuses.

Sellistel tingimustel saame magnetvälja skaalarpotentsiaali $U_m(u)$ w -tasapinna u -teljel kujutada graafikutega, mis on esitatud pidevjoonena joonisel 2.3,b.

Tegelikuses on graafiku $U_m(u)$ kaldosa u -telje lõigul $a \dots t_k$ mittelineaarse tõusuga, kuid arvutuse lihtsustuseks on see asendatud ekvivalentse sirglõiguga.

Kasutades Schwarzi integraali [42] saab esitada magnetvälja komplekspotentsiaali w -tasapinnal järgmiselt:

$$W(w) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U_m(\xi)}{\xi - w} d\xi + K,$$

mille alusel saadakse w -tasapinna magnetvälja komplekspotentsiaalile üldavaldis kujul

$$W(w) = \frac{1}{\pi} \int_{-u_k}^{-a} \frac{-F_m}{\Delta u_k} \frac{(u_k + \xi)}{(\xi - w)} d\xi + \frac{1}{\pi} \int_{-a}^{-1} -F_m \frac{d\xi}{(\xi - w)} + \frac{1}{\pi} \int_1^a F_m \frac{d\xi}{(\xi - w)} + \frac{1}{\pi} \int_a^{u_k} \frac{F_m}{\Delta u_k} \frac{(u_k - \xi)}{(\xi - w)} d\xi + K \quad (2.6)$$

kus u_k vastab uurde põhja koordinaadile ja $\Delta u_k = u_k - a$ on skaalarpotentsiaali kaldosa laius (vt. joonis 2.3,b).

Integreerides avaldise (2.6), saame komplekspotentsiaalile vastava võrrandi

$$W(w) = \frac{F_m}{\pi} \left\{ \ln \frac{a^2 - w^2}{1 - w^2} + \frac{u_k}{\Delta u_k} \ln \left(\frac{u_k^2 - w^2}{a^2 - w^2} \right) - \frac{w}{\Delta u_k} \left[\ln \left(\frac{(u_k - w)(w + a)}{(u_k + w)(w - a)} \right) \right] \right\}. \quad (2.7)$$

Magnetväljatiheduse vektor kompleksstasapinnal w on määratav komplekspotentsiaali tuletisega

$$\vec{B}_w = -j\mu_0 \frac{d\bar{W}(w)}{dw} = -j\mu_0 \frac{F_m}{\pi} \left[\frac{2\bar{w}}{1 - \bar{w}^2} - \frac{1}{\Delta u_k} \ln \left(\frac{(u_k - \bar{w})(a + \bar{w})}{(a - \bar{w})(u_k + \bar{w})} \right) \right]. \quad (2.8)$$

2.2.5 Magnetvälja jaotuse teisendamine tagasi z -tasapinnale

Vektori \vec{B}_w kaudu, mis on määratud w -tasapinnal, leiame magnetväljatiheduse vektori \vec{B}_z lähtetasapinnas z , seega PM-generaatori õhupilus järgmise teisendusvõttega:

$$\vec{B}_z = \vec{B}_w \left(\frac{dw}{dz} \right),$$

kus $\bar{w} = u - jv$ on ülemise kompleksstasapinna koordinaadi w kaaskompleksarv ja selle kaaskomplekskoordinaadi tuletis on vastavalt dw/dz kaaskompleksavaldis.

Arvestades, et

$$\frac{dz}{dw} = j \frac{b_u}{\pi} \frac{\sqrt{w^2 - a^2}}{(w^2 - 1)},$$

saame võrrandist (2.7) ja (2.8)

$$\vec{B}_z = -jB_a \frac{\delta}{b_u} \frac{2\bar{w}}{\sqrt{a^2 - \bar{w}^2}} \left[1 - \frac{1 - \bar{w}^2}{w\Delta u_k} \ln \left(\frac{u_k - \bar{w}}{u_k + \bar{w}} \right) \left(\frac{a + \bar{w}}{a - \bar{w}} \right) \right], \quad (2.9)$$

kus $B_a = \mu_0 \frac{F_m}{\delta}$ – on arvutuslik väljatihedus pooluse teljel.

Asendades joonisel 2.3,b skaalarpotentsiaali trapetsikujulise graafiku nelinurksega (punktiirjoon), mille lõpp-punkt vastab u-telje koordinaadile t_k arv-
väärtusega vastavalt

$$t_k = t = \frac{a + u_k}{2},$$

saame võrrandile (2.9) lihtsustatud avaldise

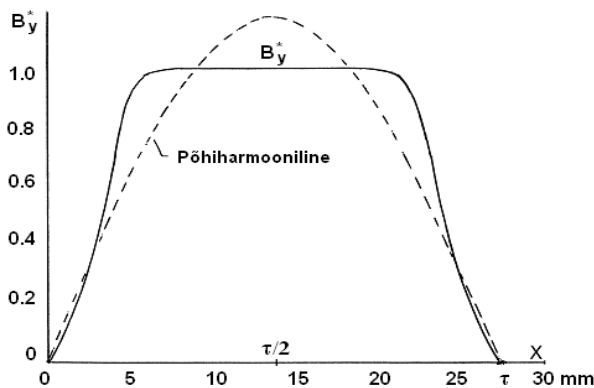
$$\bar{B}'_z = -jB_a \frac{2\delta}{b_u} \frac{\bar{w}}{\sqrt{a^2 - \bar{w}^2}} \left(1 - \frac{1 - \bar{w}^2}{t^2 - \bar{w}^2} \right). \quad (2.10)$$

Viies skaalarpotentsiaali murdepunkti koordinaadi t_k lõpmata kaugele, seega $t_k = \infty$, saame

$$\bar{B}''_z = -jB_a \frac{2\delta}{b_u} \frac{\bar{w}}{\sqrt{a^2 - \bar{w}^2}}. \quad (2.10a)$$

Parandusliikmed nurksulgudes võrrandites (2.9) ja (2.10), mis iseloomustavad erinevust võrreldes võrrandiga (2.10,a), on suhteliselt väikse mõjuga ja need võib esimeses lähenduses jätta arvestamata. Seega võib avaldist (2.10,a) piisava täpsusega kasutada magnetvälja määramiseks ankrupinnal.

Joonisel 2.4 on esitatud valemi (2.10,a) põhjal arvutatud magnetväljatiheduse jaotus sileda ankrupinnal ühe poolusjaotuse τ ulatuses, ühtlase õhupilu korral. Kõver on toodud suhtelistes väärtustes. Punktiirjoonega on joonisel 2.4 toodud selle kõvera Fourier analüüsiga saadud magnetvälja tiheduse põhiharmooniline. Nagu nähtub toodud kõverate võrdlusest ja Fourier analüüsi tulemustest, sisaldab magnetväljatiheduse kõver $B_y^*(x)$ tugevat kolmandat harmoonilist komponenti.



Joonis 2.4 Magnetvälja tiheduse jaotus ankrusiledal pinnal piki PM-generaatori õhupilu

Integreerides magnetväljatiheduse B_y^* avaldise üle ühe poolusjaotuse τ ja viies seejärel läbi ulatuslikke teisendusi, saame lõppkokkuvõttes ühe pooluse magnetvoo väljendada lihtsa valemiga

$$\phi_\delta = \mu_0 \frac{F_m}{\delta} \tau l_m k_\phi, \quad (2.11)$$

kus l_m – on anku magnetahela pikkus;

k_ϕ – konformse teisendusega tuletatud magnetvoo vähenemise tegur

$$k_\phi = \frac{1}{1 - \gamma \frac{\tau}{\delta}}, \quad (2.12)$$

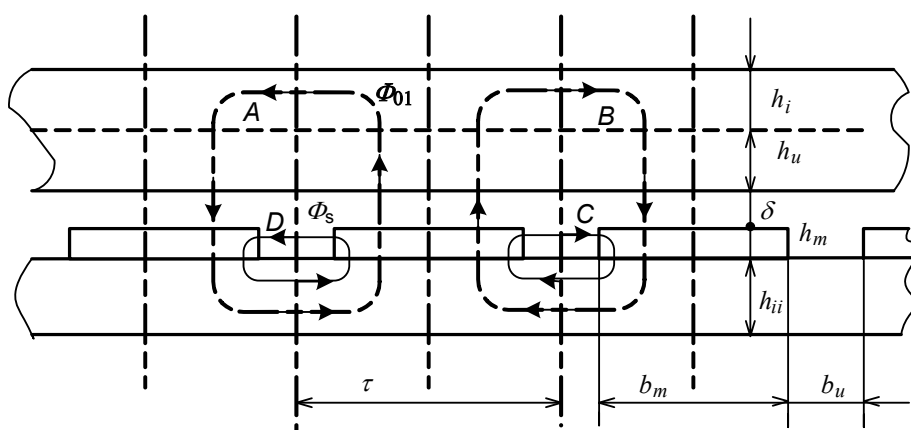
$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[\left(\frac{b_u}{2\delta} \right) \operatorname{arctg} \left(\frac{b_u}{2\delta} \right) + \ln \left(\frac{2}{\sqrt{\frac{b_u}{2\delta}}} \right) \right]. \quad (2.13)$$

Konkreetsena näitena joonisel 2.4 toodud magnetvälja tiheduse jaotuskõvera puhul on vaadeldava magnetvoo vähenemise teguri arvuline väärtus $k_\phi = 0,756$.

2.3 PMSG primaarmagnetvälja analüüs õhupilus ilma ferromagnetiliste pooluskingadeta püsomagnetite korral

2.3.1 Sissejuhatavaid märkusi uuritava mudeli kujundamisel

Käesolevas töö osas käsitletakse püsomagnetitega sünkroongeneraatorite primaarvälja analüüsi õhupilus sellise konstruktsioonilise lahenduse korral, mille puhul induktori püsomagnetitest poolused ei ole kaetud ferromagnetilisest materjalist pooluskingadega (joonis 2.5).



Joonis 2.5 Püsomagnetitega sünkroongeneraatori primaarvälja magnetvoogude jagunemine õhupilus

Sellisel juhul ei ole püsomagnetite ankrupoolne õhupiluga piirnev pind enam iseloomustatav konstantse magnetilise skalaarpotentsiaali kaudu ja magnetvoogude jaotuse määramine õhupilus muutub oluliselt keerulisemaks.

Joonisel 2.5 kasutatud tähised on analoogsed joonisel 2.2 kasutatud tähistele. Õhupilus induktori magnetitest lähtuv magnetvoog jaguneb punktiirjoontega tähistatud põhi- ja puistevoogudeks vastavalt Φ_{0l} ja Φ_s . Magnetväljajaotuse määramiseks vaadeldava mudeli õhupilus kasutatakse elektrimasinate teoorias levinud lihtsustusi, mille kohaselt ankru magnetahela ja induktori ikke materjalide magnetilised läbitavused loeme lõpmata suureks ning ankru pinna loeme siledaks, seega jätame esialgu arvestamata ankru urete mõju magnetvälja jaotusele.

PM-generaatori õhupilu primaarmagnetvälja tekitajaks on püsomagnetite magnetomotoorne jõud. Käesolevas magnetvälja analüüsi osas võetakse kasutusele mudel, kus tegeliku magneti mõju õhupilu magnetväljale asendatakse magneti külgpindade kohale paigutatud pindvoolude kihi mõjuga, mis annavad magnetiga samaväärse magnetvälja jaotuse.

Kasutades püsomagnetite kohta antud arvutuslike karakteristikute $B(H)$ sirgjoonelist piirkonda (joonis 1.4), kus paikneb oodatav tööpunkt, võime lugeda püsomagnetite magnetilise läbitavuse konstantseks, mille väärtuse saame määrata $B(H)$ karakteristiku sirgjoonelise osa tõusunurga järgi.

Püsomagnetite magnetomotoorse jõu

$$F_c = H_c \cdot h_m \quad (2.14)$$

loeme tekitatuks püsomagnetite vertikaalsetel külgpindadel paiknevate jaotatud pindvoolude poolt, mille joontihedused σ_{s0} võrduvad vastavalt magneti koertsiivjõuga H_c (joonis 2.6).

Käesolevas töös on makettkatsetes ja katsemasinate valmistamisel kasutatud Neorem-püsimateid, mille suhteline magnetiline läbitavus $\mu_s = \mu/\mu_0$ võrdub 1,055. Magnetvälja analüüsi seisukohast on otstarbekas vaadelda püsimateit tinglikult koosnevana kahest kihist:

Mittemagnetilisest kihist paksusega

$$h'_m = h_m / \mu_s, \quad (2.15)$$

mille magnetiline läbitavus on võrdne õhu magnetilise läbitavusega $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$ H/m,

ja õhukesest väga suure magnetilise läbitavusega kihist paksusega

$$\Delta h_m = h_m - h'_m = h_m (1 - 1/\mu_s). \quad (2.16)$$

Teise tingliku ferromagnetilise kihi paksus moodustab ainult 5,2% magneti üldpaksuse h_m väärtusest ja selle magnetilise läbitavuse loeme lõpmata suureks, nagu ka induktori ikke ferromagnetilise materjali korral.

Sellise tingliku jaotuse korral tuleb esimese kihi külgpindadel paiknevate voolukatete joontihedused lugeda võrdseks suurusega

$$\sigma_s = \mu_s \sigma_{s0} = \mu_s H_c, \quad (2.17)$$

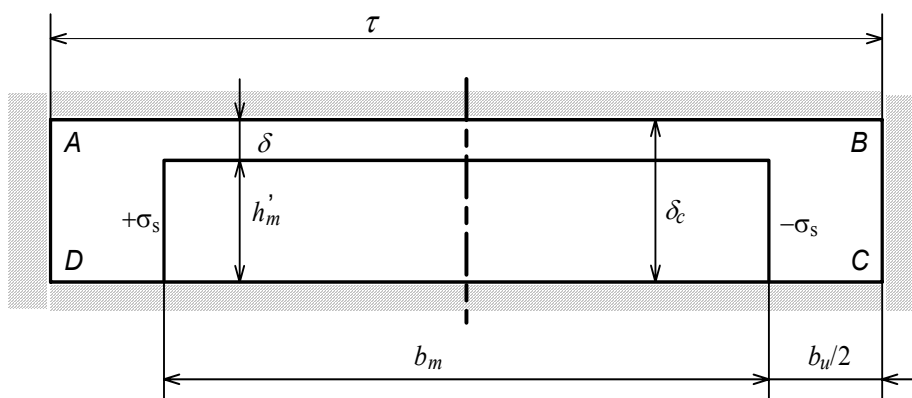
mis tagab reaalse magnetitega samasuure magnetomotoorse jõu vastavalt (2.14) väärtusele

$$F_c = \mu_s \sigma_{s0} \cdot h'_m = \sigma_s \cdot h_m. \quad (2.18)$$

Sellise käsitluse korral asendub joonisel 2.5 toodud õhupilu vastavalt joonisel 2.6 toodud mittemagnetilise piluga. Viimane on toodud ühe poolusejaotuse jaoks ankru magnetahela ja induktori ikke vahel. Mittemagnetilise pilu kogupaksus on määratav valemiga

$$\delta_c = \delta + h'_m. \quad (2.19)$$

Selle teisenduse tulemusena saame magnetvälja leidmiseks ühe poolusejaotuse ulatuses lihtsa nelinurkse joonega $A-B-C-D$ ümbritsetud ruumi, mis on piiratud lõpmata suure magnetilise läbitavusega keskkonnaga ja milles kaugusel b_m teineteisest paiknevad pindvoolud tihedusega $\pm \sigma_s$, kusjuures nimetatud voolukatete laiused (kõrgused) võrduvad magnetit asendava mitteferromagnetilise kihi paksusega h'_m (joonis 2.6).



Joonis 2.6 Mittemagnetiline pilu ankru magnetahela ja induktori ikke vahel

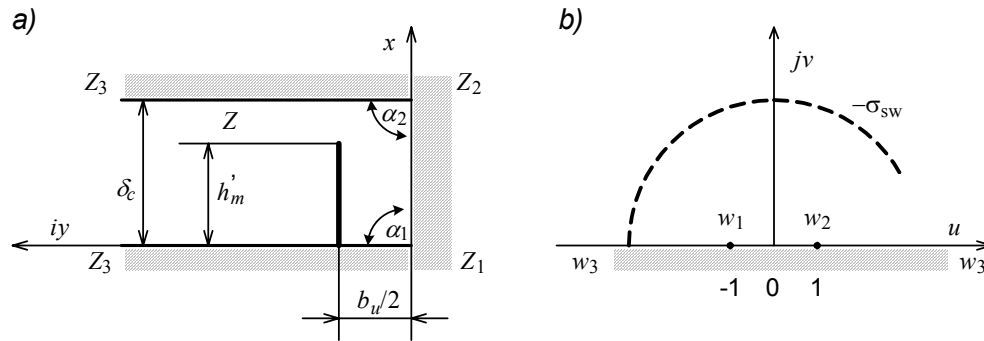
Joonisel 2.6 toodud piirkonnas $A-B-C-D$ on voolukatete poolt tekitatud magnetväli leitav Maxwelli võrrandite abil, mille puhul aga magnetvälja tiheduse jaotuse võrrandid saadakse lõputute ridade kujul. Kuna selliste tulemuste kasutamine inseneriarvutustes on tülikas, siis kasutame püstitatud ülesande lahendamiseks konformsete teisenduste ja peegelkujutiste meetodeid [41,42,43].

Selle meetodi kohaselt teisendame konformselt ankru magnetahela ja induktori ikke vahel tekkinud ekvivalentse mittemagnetilise pilu ühe poolusejaotuse ulatuses ülemisele pooltasapinnale ja leiame pindvoolude jaotuse sellel tasapinnal. Peegelkujutiste meetodi abil saame leida resulteeruva magnetvälja jaotuse alguses ülemisel pooltasapinnal ja seejärel tagasiteisendusega lähtetasapinnal.

2.3.2 Ankrude ja mitte-magnetilise pilu konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale

Teisendame joonisel 2.6 kujutatud ankrude ja induktori mitte-magnetilise pilu ühe poolusjaotuse ulatuses ($A-B-C-D$ -ga piiratud nn $z=x+jy$ tasapinna osa) ülemisele pooltasapinnale $w=u+jv$ [42].

Selleks vaatleme lähemalt joonisel 2.6 toodud z -tasapinna osa poolusjaotuse ulatuses, mis on esitatud joonisel 2.7,a. Joonisel 2.7,b on kujutatud sellele vastav ülemise w -pooltasapinna osa.



Joonis 2.7 Mitte-magnetilise pilu konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale

Valime z -tasapinna iseloomulikeks punktideks z_1 , z_2 ja z_3 ning neile vastavateks w -tasapinna punktideks w_1 , w_2 ja w_3 . Selle tulemusena saame vastavustabeli 2.2:

Tabel 2.2. Konformsed koordinaatide teisendused

| | | |
|----------------|----------------|------------------|
| $z_1=0$ | $\alpha_1=1/2$ | $w_1=-1$ |
| $z_2=\delta_c$ | $\alpha_2=1/2$ | $w_2=+1$ |
| $z_3=j\infty$ | $\alpha_3=0$ | $w_3=\pm \infty$ |

milles α_1 , α_2 ja α_3 on z -tasapinna külgedevahelised suhtelised nurgad punktides z_1 , z_2 ja z_3 .

Kasutades Schwarz-Kristoffeli teisendusvalemit [42,43]

$$z = C_1 \int_{w_0}^w \left[\prod_{k=1}^n (w - w_k)^{\alpha_k - 1} \right] dw + C_2, \quad (2.20)$$

kus $w_k \neq \infty$,

saame kirjutada

$$z = C_1 \int_{w_0}^w (w+1)^{-1/2} (w-1)^{-1/2} dw + C_2 = C_1 \int_{w_0}^w \frac{dw}{\sqrt{w^2-1}} + C_2, \quad (2.21)$$

milles C_1 ja C_2 on integreerimiskonstandid.

Võrrandi (2.21) integreerimisel saame

$$z = C_1 \arcsin(w) + C_2. \quad (2.22)$$

Kasutades punktide z_1 ja w_1 ning punktide z_2 ja w_2 vastavust, saame integreerimiskonstantidele väärtused

$$C_1 = \frac{\delta_c}{\pi} \text{ ja } C_2 = \frac{\delta_c}{2}.$$

Seega omandab teisendusvalem kuju

$$z = \frac{\delta_c}{\pi} \arcsin(w) + \frac{\delta_c}{2}, \quad (2.23)$$

millest omakorda pöördeisenduse valem avaldub

$$w = \sin\left(z \frac{\pi}{\delta_c} - \frac{\pi}{2}\right) = -\cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} z\right). \quad (2.24)$$

Kuna $z = x + jy$, siis üleminekul w -tasapinnale

$$w = u + jv = -\cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} x + j \frac{\pi}{\delta_c} y\right) = -\cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} x\right) \cosh\left(\frac{\pi}{\delta_c} y\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{\delta_c} x\right) \sinh\left(\frac{\pi}{\delta_c} y\right). \quad (2.25)$$

Sellest avaldame

$$\left. \begin{aligned} u &= -\cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} x\right) \cosh\left(\frac{\pi}{\delta_c} y\right) \\ v &= \sin\left(\frac{\pi}{\delta_c} x\right) \sinh\left(\frac{\pi}{\delta_c} y\right) \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

Üldise lahenduse seisukohast huvitavad meid eelkõige magnetväljatiheduse jaotused z -tasapinna piirjoontel, seega ka mittemagnetilise pilu piirpindadel, kus teisendusfunktsioonid omandavad kuju:

a) ankru magnetahela pinnal ($x = \delta_c$):

$$w = u = \cosh\left(\frac{\pi}{\delta_c} y\right); \quad y = \frac{\delta_c}{\pi} \operatorname{arccosh}(u); \quad (2.27)$$

b) induktori ikke pinnal ($x = 0$):

$$w = u = -\cosh\left(\frac{\pi}{\delta_c} y\right); \quad y = \frac{\delta_c}{\pi} \operatorname{arccosh}(-u); \quad (2.28)$$

c) induktori „uurde“ telgjoonel ($y = 0$)

$$w = u = -\cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} x\right); \quad x = \frac{\delta_c}{\pi} \operatorname{arccos}(-u). \quad (2.29)$$

Samuti pakub meile huvi püsimagneti parema poole külgpind volukattega σ_s , mille koordinaadid avalduvad valemiga

$$z_s = x_s + j \frac{b_u}{2},$$

kus $x_s = 0 \dots h'_m$; $b_u = \text{const}$.

w -tasapinnal on püsimagneti parempoolse voolukatte koordinaadid vastavalt võrrandile (2.26)

$$\left. \begin{aligned} u_s &= -\cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} x_s\right) \cdot c_{hb} \\ v_s &= \sin\left(\frac{\pi}{\delta_c} x_s\right) \cdot s_{hb} \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

kuşjuures

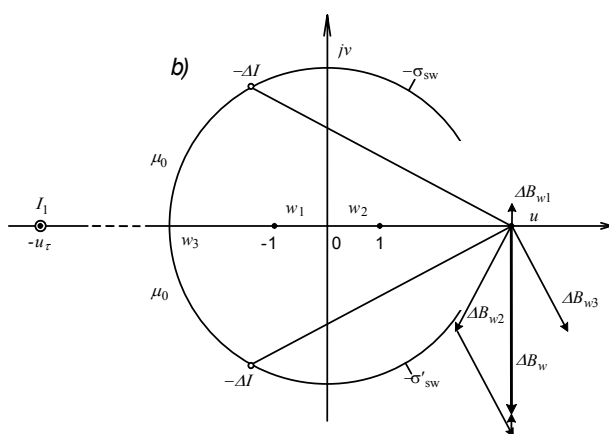
$$\left. \begin{aligned} c_{hb} &= \cosh\left(\frac{\pi}{\delta_c} \frac{b_u}{2}\right) \\ s_{hb} &= \sinh\left(\frac{\pi}{\delta_c} \frac{b_u}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

ja $b_u = \tau - b_m$ on induktori magnetitevahelise „uurde“ laius.

2.3.3 Magnetvälja jaotus ülemisel w -pooltasapinnal

Ülemine pooltasapind $w = u + jv$ külgnel alumisel pooltasapinnal oleva ferromagnetilise keskkonnaga, mille magnetilise läbitavuse loeme lõpmata suureks. Selle tõttu tuleb magnetvälja jaotus ülemisel pooltasapinnal w määrata peegelkujutiste meetodi abil, arvestades voolukatte peegelkujutise mõju [41].

Selle meetodi järgi toimub magnetvälja jaotuse määramine ülemisel pooltasapinnal joonise 2.7,b asemel joonisel 2.8 toodud arvutusmudeli järgi, milles alumine pooltasapind magnetilise läbitavusega $\mu_{Fe} = \infty$ on asendatud keskkonnaga, mille magnetiline läbitavus võrdub samuti, nagu ülemisel pooltasapinnal, õhu magnetilise läbitavusega μ_0 , kuid milles paikneb u -telje suhtes ülemise pooltasapinna peegeldunud voolukatte joontihedusega $-\sigma'_{sw}$.



Joonis 2.8 Primaarmagnetvälja arvutusmudel w -tasapinnal

Joonisel 2.7,b on punktiirjoonega kujutatud valemitega (2.30) arvutatud püsिमagnetі voolukatte jälg w -tasapinnal.

Olgu märgitud, et toodud teisenduse kasutamisel, kui ekvivalentse mitte-magnetilise pilu paksus on näiteks $\delta_c=7,0$ mm ja poolusjaotuse väärtus vastavalt $\tau=27,15$ mm, vastab koordinaadile $y = \tau/2$ u -telje koordinaat $u(\tau/2)=219,6$, kuid koordinaadile $y = \tau$ u -telje koordinaat $u_\tau=u(\tau)=0,965 \cdot 10^5$. See näitab, et poolusjaotuse teine (vasakpoolne) ots nihkub w -tasapinnal väga kaugele, mille tõttu püsिमagnetі vasakpoolse külje voolukatte mõju magnetvälja jaotusele pooluse parema poole piirkonnas on väga väike.

Peegeldunud voolukatte paiknemise koordinaadid on arvutatavad valemite (2.30) asemel valemitega

$$\left. \begin{aligned} u'_s &= -\cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} x_s\right) \cdot c_{hb} = u_s \\ v'_s &= -\sin\left(\frac{\pi}{\delta_c} x_s\right) \cdot s_{hb} = -v_s \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

Püsिमagnetі vasakpoolse külje voolukatte voolu võime suure kauguse tõttu pooluse parempoolsest osast asendada koondvooluga

$$I_1=2I_c=2F_c.$$

Vastavalt joonisele 2.8 võib magnetväljatiheduse vektori \vec{B}_w w -tasapinnal esitada kolme komponendi summana

$$\vec{B}_w = \vec{B}_{w1} + \vec{B}_{w2} + \vec{B}_{w3}, \quad (2.33)$$

kus \vec{B}_{w1} on magnetväljatihedus, mille tekitab koondvool I_1 . Viimane on u -teljel avaldatav Bio-Savart seaduse järgi valemiga [41]

$$\vec{B}_{w1} = j\mu_0 \frac{I_1}{2\pi} \frac{1}{(u - u_\tau)}, \quad (2.34)$$

kus $u_\tau = \cosh\left(\frac{\pi}{\delta_c} \tau\right)$ on voolu I_1 koordinaadi absoluutväärtus.

\vec{B}_{w2} ja \vec{B}_{w3} on magnetväljatiheduse vektorid, mille tekitavad w -tasapinnal paiknevad jaotatud voolud $-\sigma_{sw}$ ja $-\sigma'_{sw}$.

Nende jaotatud voolude poolt tekitatud magnetväljatiheduse leidmiseks vaatleme esialgu väikeste vooluelementide $\Delta I_2 = -\Delta I$ ja $\Delta I_3 = -\Delta I$ poolt tekitatud magnetväljatiheduse elemente $\Delta \vec{B}_{w2}$ ja $\Delta \vec{B}_{w3}$.

Vooluelement $\Delta I_2 = -\Delta I$ tekitab u -teljel magnetväljatiheduse elemendi (joonis 2.8)

$$\Delta \vec{B}_{w2} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} \frac{1}{(u - \bar{w}_s)} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} \frac{(u - u_s) - jv_s}{(u - u_s)^2 + v_s^2}. \quad (2.35)$$

Analoogiliselt, vooluelement $\Delta I_3 = -\Delta I$ tekitab u -teljel magnetväljatiheduse elemendi

$$\Delta \vec{B}_{w3} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} \frac{1}{(u - w_s)} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} \frac{(u - u_s) + jv_s}{(u - u_s)^2 + v_s^2}. \quad (2.36)$$

Kuna $\Delta I_2 = \Delta I_3 = -\Delta I$, siis võime avaldused (2.35) ja (2.36) liita ühiseks magnetväljatiheduse elemendiks

$$\Delta \vec{B}_{w2,3} = \Delta \vec{B}_{w2} + \Delta \vec{B}_{w3} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{\pi} \frac{(u - u_s)}{(u - u_s)^2 + v_s^2}. \quad (2.37)$$

Võrrandist (2.37) on näha, et summaarne vektor $\Delta \vec{B}_{w2,3}$ on risti u -teljega, nagu oligi oodata.

Asendades $\Delta \vec{B}_{w1}$ avalduses (2.34) oleva voolu I_1 vooluelemendiga $\Delta I_1 = 2\Delta I$, saame summaarsele magnetväljatihedusele u -teljel avalduse

$$\Delta \vec{B}_w = \Delta \vec{B}_{w1} + \Delta \vec{B}_{w2,3} = j\mu_0 \frac{\Delta I}{\pi} \left[\frac{1}{(u - u_\tau)} - \frac{(u - u_s)}{(u - u_s)^2 + v_s^2} \right]. \quad (2.38)$$

Püsimagneeti vasaku ääre voolukatte mõju hindamiseks primaarväljale vaatleme võrrandi (2.38) nurksulgudes olevas esimese liikme osatähtsust ankrupinnal pooluse teljel ($y = \tau/2$). Sellele punktile vastab u -telje punkt

$$u_p = \cosh\left(\frac{\pi \tau}{\delta_c 2}\right).$$

Vaatleme näitena reaalse katsemaketi mõõtmetest lähtuvat juhtumit, kus $\tau=27,15$ mm; $\delta_c=7,0$ mm; $u_\tau=0,96 \cdot 10^5$; $u_{tp}=219,6$; $h_m=5,2$ mm. Võttes vooluelemendi koordinaadi x_s võrdseks pooluse keskmise kõrgusega $x_s=h_m/2$, saame vooluelemendi koordinaatideks $-$ tasapinnal $u_s=-0,024$, $v_s=3,087$. Pooluse teljel ankrupinnal, kus $u=u_{tp}$, on võrrandi (2.38) nurksulgudes oleva esimese liikme väärtus ainult 0,23% teise liikme väärtusest. Selle tõttu võime valemis (2.38) jätta arvestamata nurksulgudes oleva esimese liikme ning kirjutada summaarse magnetvälja tiheduse vektori elemendi avaldise lihtsustatud kujul

$$\Delta \vec{B}_w \cong \Delta \vec{B}_{w2,3} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{\pi} \left(\frac{(u - u_s)}{(u - u_s)^2 + v_s^2} \right). \quad (2.39)$$

Edaspidises analüüsis kasutamegi avaldist (2.39).

2.3.4 Magnetvälja jaotuse teisendamine z -tasapinnale

Magnetväljatiheduse vektori element z -tasapinnal, mille tekitab vooluelement ΔI , avaldub $\Delta \vec{B}_w$ kaudu teisendusvalemiga [42]

$$\Delta \vec{B}_z = \Delta \vec{B}_w \left(\frac{d\vec{w}}{dz} \right), \quad (2.40)$$

kus vastavalt võrrandile (2.24)

$$\left(\frac{d\vec{w}}{dz} \right) = \frac{\pi}{\delta_c} \sin \left(\frac{\pi}{\delta_c} \vec{z} \right) = \frac{\pi}{\delta_c} \sqrt{1 - \vec{w}^2} \quad (2.41)$$

ja $\vec{w} = u - jv$ on koordinaadi w kaaskompleksarv.

Mittemagnetilise pilu pindadel on $v=0$, mille tõttu $\sqrt{1 - \vec{w}^2}$ asendub $\sqrt{1 - u^2}$. Seega võib vooluelemendi ΔI poolt tekitatud magnetväljatiheduse elemendi z -tasapinna piirjoontel väljendada kujul

$$\Delta \vec{B}_z = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{\delta_c} \frac{(u - u_s)}{(u - u_s)^2 + v_s^2} \sqrt{1 - u^2}. \quad (2.42)$$

Ankru magnetahela pinnal ($x = \delta_c$) ja uurde põhjas ($x=0$) on $|u| \geq 1$, mille tõttu neil pindadel

$$\Delta \vec{B}_z = \Delta B_x = \pm j\mu_0 \frac{\Delta I}{\delta_c} \frac{(u - u_s)}{(u - u_s)^2 + v_s^2} \sqrt{u^2 - 1}. \quad (2.43)$$

Poolustevahelise „uurde“ telgjoonel on $-1 \leq u \leq +1$, mille tõttu $\Delta \vec{B}_z$ avaldub valemiga (2.42).

Kogu voolu $I = F_c$ poolt tekitatud magnetväljatiheduse leidmiseks z -tasapinna mistahes piirjoone punktis tuleb võrrandeid (2.42) ja (2.43) integreerida x_s järgi üle voolukatte joone ulatuse punktist z_{s1} kuni punkti z_{s2} , kus

$$z_{s1} = 0 + j \frac{b_u}{2}$$

ja

$$z_{s2} = h'_m + j \frac{b_u}{2}.$$

Selleks tuleb valem (2.28) esitada kujul

$$d\vec{B}_z = -j\mu_0 \frac{F_c}{h'_m \delta_c} \frac{[u - c_{hb} \cdot \sin(\alpha x_s)] \sqrt{1 - u^2} \cdot dx_s}{[u - c_{hb} \cdot \sin(\alpha x_s)]^2 + s_{hb}^2 \cdot \cos^2(\alpha x_s)}, \quad (2.44)$$

kus u avaldub valemitega (2.27)...(2.29) ja $\alpha = \delta_c / \pi$. Seega võib magnetväljatiheduse vektori z -tasapinna piirjoontel arvutada integraaliga

$$\vec{B}_z = -j\mu_0 \frac{F_c \sqrt{1 - u^2}}{\delta_c h'_m} \cdot \int_0^{h'_m} \frac{[u - c_{hb} \cdot \sin(\alpha x_s)] \cdot dx_s}{[u - c_{hb} \cdot \sin(\alpha x_s)]^2 + s_{hb}^2 \cdot \cos^2(\alpha x_s)}. \quad (2.45)$$

Avalduse (2.45) integreerimine on küll võimalik, kuid annab keerulised tulemused pikkade võrrandite kujul. Seepärast on otstarbekas kasutada \vec{B}_z arvutamiseks summeerimise võtet, asendades integraali summaga üle n elemendi, mille

puhul dx_s asendub volukatte lõigu elemendi pikkusega $\Delta x_x = h'_m / n$. Sellise teisenduse tulemusena saame avaldise

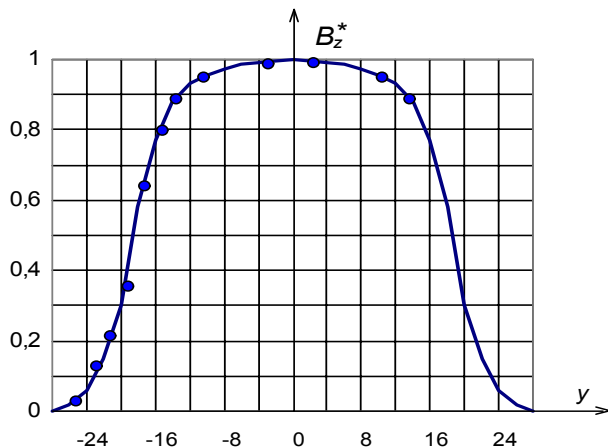
$$B_z = B_a \sqrt{|u^2 - 1|} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(u - u_{si})}{(u - u_{si})^2 + v_{si}^2}, \quad (2.46)$$

kus

$$B_a = \mu_0 \frac{I}{\delta_c} = \mu_0 \frac{F_c}{\delta_c} \quad (2.47)$$

on arvutuslik magnetväljatihedus pooluse teljel ning u_{si} ja v_{si} on volukatte elemendile x_{si} vastavad w -tasapinna koordinaadid. Volukatte elementide koordinaadid z -tasapinnas saab arvutada lihtsa valemiga

$$x_{si} = (i - 0,5) \frac{h'_m}{n}, \quad i=1, 2, 3, \dots, n. \quad (2.48)$$



Joonis 2.9 Induktori magnetvälja tiheduse jaotus ankrupinnal ühe poolusjaotuse ulatuses

Joonisel 2.9 on pideva joonega esitatud magnetväljatiheduse suhteliste väärtuste $B_z^* = \frac{B_z}{B_a}$ jaotus ankrupinnal ühe poolusjaotuse τ ulatuses,

kusjuures see jaotus on arvatud valemi (2.46) järgi. Kõver $B_z^*(y)$ on arvatud eelpooltoodud reaalse mõõtmega näite alusel, kus volukate pooluse külgpinnal on jaotatud $n=10$ võrdseks osaks. Võrdluseks on väikeste täidetud ringikestega tähistatud vastaval katsemaketil mõõdetud magnetväljatiheduse suhtelised väärtused B_{ze}^* . Nagu nähtub toodud joonisest, on katsepunktide erinevus arvutuslike magnetväljatiheduse väärtustest väike. Sellest võib järeldada, et toodud arvutusvalemid võib võtta aluseks püsomagnetitega sünkroongeneraatorite primaarväljatiheduse arvutamiseks.

2.4 PM induktori primaarvälja magnetvoogude määramine konformsete teisenduste tulemustest

2.4.1 PM induktori põhimagnetvoo määramine

Vastavalt konformsete teisenduste teooria põhimõtetele on nii w -tasapinnas kui ka z -tasapinnas arvatud magnetvood omavahel võrdsed. See võimaldab z -tasapinna magnetvoogude arvutamiseks kasutada lihtsamaid w -tasapinna võrrandeid.

Lähtudes vooluelemendi ΔI poolt w -tasapinna u -teljel tekitatavast magnetväljatiheduse elemendi avaldusest (2.39), saame selle vooluelemendi poolt tekitatud magnetvoo väljendada integraaliga

$$\Delta\Phi = \mu_0 \frac{\Delta I}{\pi} L_m \int_{u_1}^{u_2} \frac{(u - u_s) du}{(u - u_s)^2 + v_s^2}, \quad (2.49)$$

kus integraali rajad u_1 ja u_2 vastavad valemitega (2.27)...(2.29) määratavatele z -tasapinna piirjoonte punktidele; L_m on magnetahela aksiaal pikkus.

Integreerides avalduse (2.49), saame magnetvoo elementide võrrandi

$$\Delta\Phi = \mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} L_m \ln \left[\frac{(u_2 - u_s)^2 + v_s^2}{(u_1 - u_s)^2 + v_s^2} \right]. \quad (2.50)$$

Kogu magnetvoo leidmiseks summeerime jällegi kõigi n vooluelemendi poolt tekitatud magnetvoo elemendid, mille tulemusena saame

$$\Phi_{12} = \mu_0 \frac{I}{\delta_c} \frac{\delta_c L_m}{2\pi} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \frac{(u_2 - u_{si})^2 + v_{si}^2}{(u_1 - u_{si})^2 + v_{si}^2}, \quad (2.51)$$

kus summeerimine toimub jällegi, analoogiliselt võrrandile (2.46), voolukatte elementide x_{si} -le vastavate w -tasapinna koordinaatide u_{si} ja v_{si} järgi.

Võrrandi (2.51) abil saame määrata pooluse põhimagnetvoo ankru magnetahela pinnal poole poolusjaotuse $\tau/2$ ulatuses, kui alumiseks rajaks võtta $u_1=1$ ja ülemiseks rajaks $\tau/2$ -le vastav u -telje koordinaat $u_{\tau p}$.

Tulemuseks saame induktori põhivoole $\tau/2$ ulatuses valemi

$$\Phi_{01} = B_a \frac{\delta_c L_m}{2\pi} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \frac{(u_{\tau p} - u_{si})^2 + v_{si}^2}{(1 - u_{si})^2 + v_{si}^2}, \quad (2.52)$$

kus B_a on arvatav valemiga (2.33) ning i -nda vooluelemendi koordinaadid w -tasapinnal valemitega (2.30) ja (2.48):

$$u_{si} = -c_{hb} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\delta_c} x_{si}\right),$$

$$v_{si} = s_{hb} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\delta_c} x_{si}\right).$$

Väljendame induktori põhimagnetvoo Φ_{01} valemiga

$$\Phi_{01} = B_a L_m \frac{\tau}{2} c_\Phi, \quad (2.53)$$

kus c_Φ on nn magnetvoo vähenemise tegur, mille saame valemite (2.38) ja (2.39) võrdsustamisest

$$c_\Phi = \frac{\delta_c}{\pi \tau} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \frac{(u_{\text{sp}} - u_{si})^2 + v_{si}^2}{(1 - u_{si})^2 + v_{si}^2}. \quad (2.54)$$

Eeltoodud geomeetriliste mõõtmetega näite puhul saame tegurile väärtuse $c_\Phi = 0,696$.

2.4.2 PM induktori puistemagnetvoo määramine

Toodud magnetvoo üldavalduse (2.51) abil saab leida ka induktori poolustevahelise puistevoogu Φ_s . Vaatleme seda voogu kahe voo summana:

1) puistevoog läbi poolustevahelise „uurde“ telgjoone ja 2) puistevoog läbi induktori „uurde“ põhja.

Võttes integreerimise radadeks $u_1 = -1$ ja $u_2 = +1$, saame puistevoole läbi induktori „uurde“ telje avaldise

$$\Phi_{st} = B_a \frac{\delta_c L_m}{2\pi} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \frac{(1 - u_{si})^2 + v_{si}^2}{(1 + u_{si})^2 + v_{si}^2}. \quad (2.55)$$

Võttes integreerimise radadeks $u_1 = -c_{hb}$ (2.17) ja $u_2 = -1$, saame induktori puistevoole läbi uurde põhja

$$\Phi_{sp} = B_a \frac{\delta_c L_m}{2\pi} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \frac{(1 + u_{si})^2 + v_{si}^2}{(c_{hb} + u_{si})^2 + v_{si}^2}. \quad (2.56)$$

Viimane puistevoogu komponent Φ_{sp} on otstarbekohane arvutada eraldi selle tõttu, et täpsemaks arvutamiseks pooluste vahetus läheduses on vaja vooluelementide arv n võtta suurem kui teistel juhtudel.

Nagu juba märgitud, võrdub kogu puistevoogu avaldiste (2.55) ja (2.56) summaga

$$\Phi_{su} = \Phi_{st} + \Phi_{sp}. \quad (2.57)$$

Jagades saadud puistevoogu avalduse induktori põhivooga Φ_{01} (2.39), saame puisteteguri

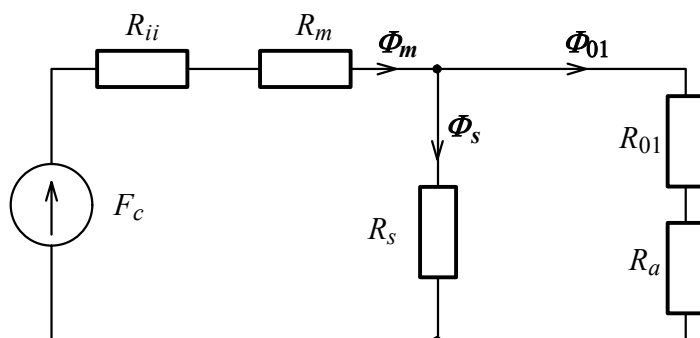
$$\sigma_{s1} = \frac{\Phi_{su}}{\Phi_{01}} = \frac{\delta_c}{\pi \tau c_\Phi} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \frac{(1 - u_{si})^2 + v_{si}^2}{(c_{hb} + u_{si})^2 + v_{si}^2}. \quad (2.58)$$

Kuna jagamisel võrrandis (2.58) arvutuslik väljatihedus B_a taandus välja, saab puisteteguri arvutada suhteliste magnetvoogude jagatisena, milles B_a võetakse esialgu võrdseks arvuga 1.

2.5 PM ergutusega primaarvälja magnetvoo arvutamine magnetahela koondparameetrilise askeemi meetodil

2.5.1 PM magnetimisergutusega magnetahela lihtsustatud askeem primaarmagnetvälja suhtes

Joonisel 2.5 toodud mudeli primaarvälja magnetvoogude jagunemisele õhupilus ja induktori ning ankrude magnetahelas saab koostada magnetahela lihtsustatud koondparameetrilise askeemi induktori magnetvoogude arvutamiseks. Vastav askeem on toodud joonisel 2.10.



Joonis 2.10 PM generaatori magnetahela koondparameetriline askeem induktori primaarvälja magnetvoogude arvutamiseks

Magnetilise askeemi parameetrid saab määrata järgmiselt:

- 1) $F_c = H_c h_m$ – püsimagneeti magnetomotoorjõud;
- 2) R_m – püsimagneeti magnetiline takistus magneti poole laiuse ulatuses

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_m \frac{b_m}{2} L_m}, \quad (2.59)$$

milles $\mu_m = B_c / H_c$ on püsimagneeti magnetiline läbitavus,

b_m – püsimagneeti laius,

L_m – induktori aksiaal pikkus.

- 3) R_{mii} – induktori ikke magnetiline takistus

$$R_{mii} = \frac{l_{ii}}{\mu_i h_{ii} L_m}, \quad (2.60)$$

kus l_{ii} – magnetvoo teekonna pikkus induktori ikkes ühe pooluse kohta;

μ_i – ikke materjali magnetiline läbitavus.

- 4) R_{01} – õhupilu haru magnetiline takistus

$$R_{01} = \frac{\delta k_c}{\mu_0 (\tau/2) l_m k_\Phi}, \quad (2.61)$$

kus k_c – ankrude uurete mõju arvestav Carteri tegur.

5) R_a – ankrü magnetahela (hammaste ja ikke) magnetiline takistus, mille väärtuse leiame nn magnetahela küllastusteguri ja õhupilu haru takistuse kaudu

$$R_a = R_{01}(k_{ma} - 1), \quad (2.62)$$

kus k_{ma} – magnetahela küllastustegur.

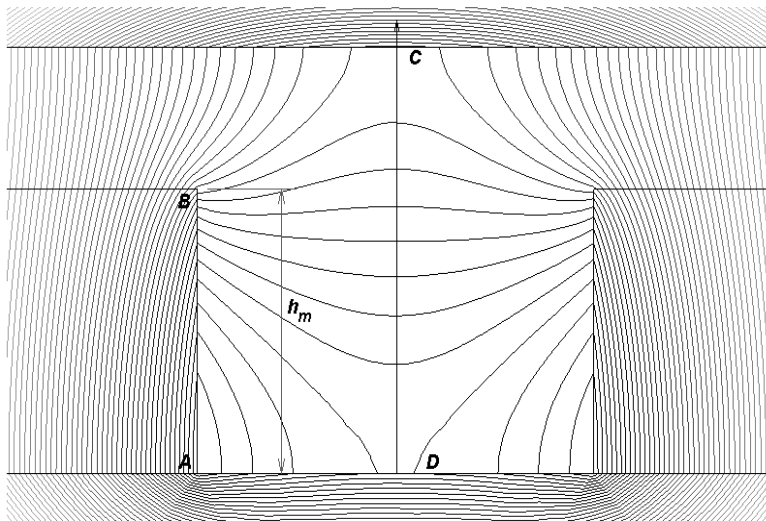
6) R_s – puistevoo magnetiline takistus, mille väärtus arvutatakse õhupilu haru takistuse R_{01} , induktori puisteteguri σ_s ja ankrü magnetahela küllastusteguri kaudu

$$R_s = \frac{R_{01}k_{ma}}{\sigma_{s1}}. \quad (2.63)$$

Lihtsustatud aseskeem joonisel 2.10 ei arvesta asjaolu, et induktori puisteväli on hajutatud induktori poolustevahelise „uurde“ ulatuses. Selle puistevälja hajuvuse arvestamiseks tuleb viia lihtsustatud aseskeemi mõningad parandused, mida vaatleme allpool.

2.5.2 PM induktori puistemagnetvoo hajuvuse mõju arvestamine

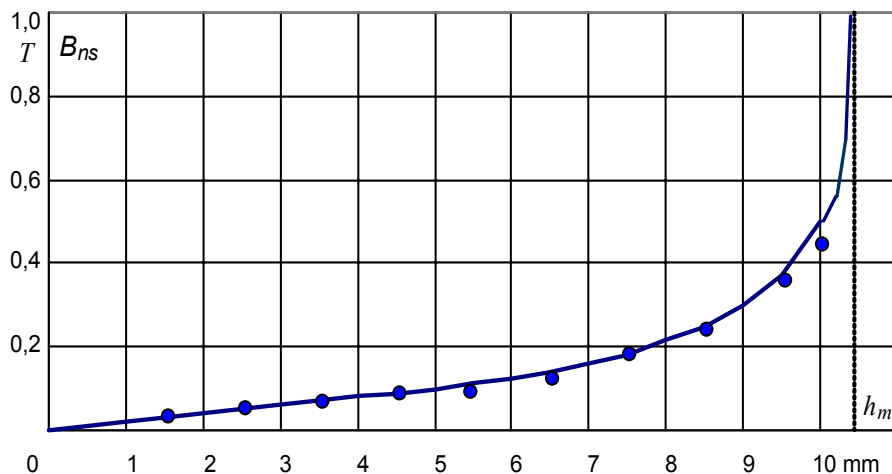
Puistemagnetvoo hajumist magnetitevahelises tsoonis iseloomustab joonisel 2.11 toodud induktori magnetvälja jõujoonte jaotuse pilt poolustevahelises „uurdes“, mis on saadud magnetvälja modelleerimisel tarkvarapaketi Maxwell.



Joonis 2.11 Induktori magnetvälja jaotus magnetitevahelise „uurde“ tsoonis

Jooniselt 2.11 on näha, et magnetväli jaguneb poolustevahelises „uurdes“ võrdlemisi ebaühtlaselt, kusjuures enam kui kolmandik puistevooist sulgub läbi „uurde“ põhja. Teatud osa püsिमagneti külge läbivast magnetvoost sulgub läbi ankrü magnetahela, moodustades osa pooluse põhimagnetvoost. Selle tõttu tulebki puistevoo leidmiseks integreerida puiste väljatiheduse vektori normaal-komponendid üle poolde „uurde“ põhja ja uurde telgjoone, st joonisel 2.11 märgitud sirglõikudel $A-D-C$.

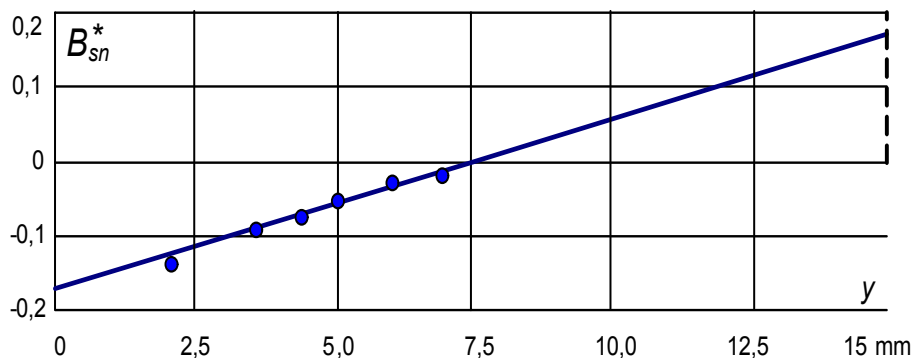
Joonisel 2.12 on toodud induktori magnetväljatiheduse normaalkomponendi väärtuste B_n sõltuvus piki püsimagneti külgpinda „uurde“ põhjast kuni püsिमagneti kõrguseni h_m (vt joonisel 2.11 märgitud joont $A-B$). Pideva joonega on tähistatud B_n väärtused, mis on saadud eelpoolnimetatud Maxwelli programmiga. Väikeste ringikestega on tähistatud vastava katsemaketi peal mõõdetud B_n väärtused.



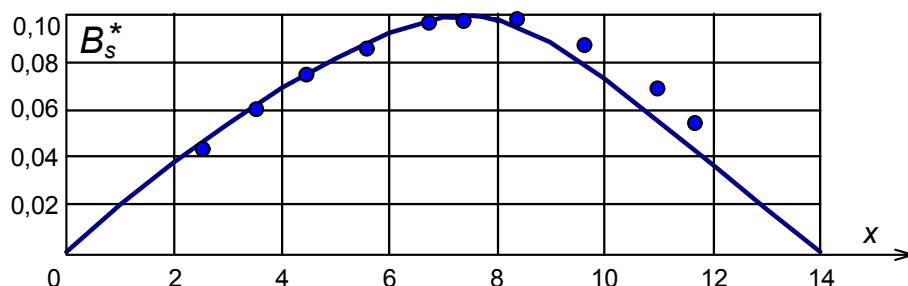
Joonis 2.12 Induktori magnetväljatiheduse normaalkomponendi jaotus püsिमagneti küljel

Nagu nähtub toodud joonisest 2.12, on arvutus- ja katseandmete kokkulangevus küllaltki hea.

Joonistel 2.13 ja 2.14 on toodud pidevate joontega püsिमagnetväljatiheduse normaalkomponentide väärtused püsिमagnetite vahelise „uurde“ põhjas ja telgjoonel. Toodud jaotused on saadud arvutuse teel valemite (2.46) ja (2.53) abil. Ringikestega on tähistatud katse teel mõõdetud B_n väärtused. Katsepunktide ja arvutusandmete kokkulangevus uurdepõhjas on hea. Uurde teljel mõõdetud katseandmed erinevad mõnevõrra arvutusandmetest, mille põhjuseks oli mõõtesondi kõrvalekalle uurde telgjoonest.



Joonis 2.13 Induktori puiste-magnetvälja tiheduse jaotus „uurde“ põhjas



Joonis 2.14 Induktiori puiste-magnetvälja tiheduse jaotus „uurde“ teljel

Joonisel 2.11 toodud induktori puistevälja hajuvuse arvestamiseks väljendame joonisel 2.12 toodud puisteväljatiheduse normaalkomponendi jaotuse püsिमagneti külgpinnal ligikaudu avaldusega

$$B_{nsx} = B_{s0} \left(\frac{x}{x_1} \right)^n, \quad (2.64)$$

kus B_{s0} on puiste magnetväljatihedus induktori püsिमagneti parempoolse ääre punktis kõrgusel $h_1 \approx 0,9h_m$, millest kõrgemal asuvad magnetväljatiheduse vektori jooned sulguvad läbi ankru magnetahela ja kuuluvad seega juba pooluse põhivoo koosseisu. Astmenäitaja n väärtus asub vahemikus $1,4 \dots 1,8$.

Kasutades võrrandit (2.64) võib läbi uurde“ kulgeva puisteveo sõltuvuse püsिमagneti külje eri punktides kõrgusel $x \leq h_1$ väljendada avaldusega

$$\Phi_{sx} = L_m \int_0^x B_{s0} \left(\frac{x}{h_1} \right)^n dx = \Phi_{sm} \left(\frac{x}{h_1} \right)^{n+1}, \quad (2.65)$$

kus Φ_{sm} on kogu puisteveo väärtus

$$B_{sm} = B_{s0} L_m \frac{h_1}{(n+1)}. \quad (2.66)$$

See puisteveo maksimaalne väärtus Φ_{sm} läbib püsिमagneti haru põhja (püsिमagneti ja induktori ikke piiri), moodustades koos põhivooga Φ_{01} summaarse voo püsिमagneti harus

$$\Phi_{mm} = \Phi_{01} + \Phi_{sm} = \Phi_{01} (1 + \sigma_{s1}). \quad (2.67)$$

Kõrgemates püsिमagneti ristlõigetes, kõrgusel x , saab püsिमagnetis oleva magnetvoo väljendada kujul

$$\Phi_{mx} = \Phi_{01} + \Phi_{sm} - \Phi_{sx} = \Phi_{01} + \Phi_{sm} \left[1 - \left(\frac{x}{h_1} \right)^{n+1} \right], \quad (2.68)$$

milles puistevoog püsिमagneti harus kõrgusel x on võrdne

$$\Phi_{msx} = \Phi_{sm} \left[1 - \left(\frac{x}{h_1} \right)^{n+1} \right]. \quad (2.69)$$

Kuna püsिमagneti magnetilise läbitavuse töötsoonis võib lugeda konstantseks, saab puistemagnetväljatugevuse osa püsिमagneti harus avaldada kujul

$$H_{msx} = \frac{\Phi_{msx}}{\mu_m L_m \frac{b_m}{2}} = \frac{\Phi_{sm} \cdot 2}{\mu_m L_m b_m} \left[1 - \left(\frac{x}{h_1} \right)^{n+1} \right], \quad (2.70)$$

millest puistevoo poolt tekitatud täiendav magnetiline pingelang püsिमagnetis alusest kuni punktini x on

$$\Delta U_{msx} = \int_0^x H_{msx} dx = \frac{\Phi_{sm} \cdot 2}{\mu_m L_m b_m} \left[x - \frac{1}{(n+2)} \left(\frac{x}{h_1} \right)^{n+2} \right] \quad (2.71)$$

ehk

$$\Delta U_{msx} = \Phi_{sm} R_m \left(\frac{x}{h_m} \right) \left[1 - \frac{1}{(n+2)} \left(\frac{x}{h_1} \right)^{n+1} \right], \quad (2.71a)$$

kus R_m on püsिमagneti haru magnetiline takistus vastavalt võrrandile (2.59).

Kogu puistevooost tekitatud täiendav magnetiline pingelang on valemi (2.71a) põhjal esitatav kujul

$$\Delta U_{ms} = \Phi_{sm} R_m \left(\frac{h_1}{h_m} \right) \left(1 - \frac{1}{(n+2)} \right) = \Phi_{sm} R_m \left(\frac{h_1}{h_m} \right) C_{ut}, \quad (2.72)$$

kus C_{ut} on nn puistevoo jaotustegur

$$C_{ut} = \left(\frac{n+1}{n+2} \right). \quad (2.73)$$

Arvestades, et puistevoo avaldub $\Phi_{sm} = \sigma_{s1} \Phi_{01}$, saame puistest tingitud täiendavale pingelangule avaldise

$$\Delta U_{ms} = \Phi_{01} R_m \frac{h_1}{h_m} \sigma_{s1} C_{ut}. \quad (2.74)$$

Kogu magnetiline pingelang püsिमagneti kõrguse h_1 osas võrdub summaga

$$U_{m1} = \Phi_{01} \cdot R_{m1} + \Delta U_{ms} = \Phi_{01} R_m \xi_1 (1 + \sigma_{s1} \cdot C_{ut}), \quad (2.75)$$

kus $\xi_1 = h_1 / h_m$.

Näiteks, kui võtta valemi (2.64) kohaselt astmenäitaja n väärtuseks $n=1,4$, siis saame puistevoo jaotustegurile väärtuse $C_{ut} = \frac{2,4}{3,4} = 0,706$.

2.5.3 PM magneetimisergutusega magnetahela täpsustatud aseseem primaarmagnetvälja suhtes

Kuna hajutatud puistevoo esineb ainult püsिमagneti osalise kõrguse h_1 ulatuses, siis jagame püsिमagneti magnetilise takistuse vastavalt kaheks osaks:

$$\left. \begin{aligned} R_{m1} &= R_m \frac{h_1}{h_m} = R_m \xi_1 \\ R_{m2} &= R_m - R_{m1} = R_m (1 - \xi_1) \end{aligned} \right\}. \quad (2.76)$$

Vastavalt sellele ning arvestades ka valemist (2.75), võime magnetahela aseseemi väliskontuurile Kirchhoffi II seaduse järgi kirjutada magnetiliste pingete tasakaaluvõrrandi järgmisel kujul:

$$F_c = R_{ii} \Phi_{01} (1 + \sigma_{s1}) + R_m \xi_1 \Phi_{01} (1 + \sigma_{s1} c_{ut}) + R_m (1 - \xi_1) \Phi_{01} + (R_{01} + R_a) \Phi_{01}. \quad (2.77)$$

Viimase võrrandi saab viia lihtsustada kujule

$$F_c = R_{ii} \Phi_{01} (1 + \sigma_{si}) + R_m \Phi_{01} (1 + \sigma_{1s} \xi_1 c_{ut}) + (R_{01} + R_a) \Phi_{01}. \quad (2.77,a)$$

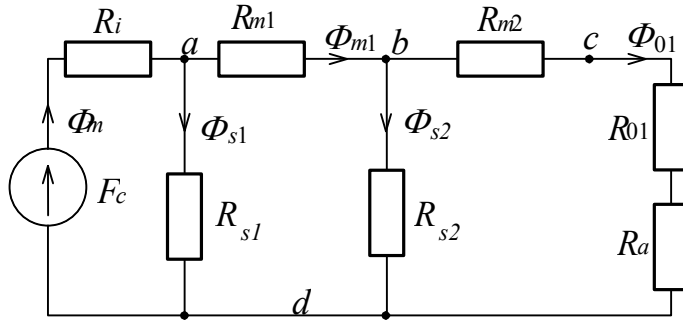
Võrrandist (2.77a) saame arvutada põhimagnetvoo magnetahela õhupilule vastavas harus

$$\Phi_{01} = \frac{F_c}{R_{me}}, \quad (2.78)$$

kus R_{mc} on valemist (2.77a) tulenev väliskontuuri ekvivalentne takistus

$$R_{me} = R_{ii} (1 + \sigma_{si}) + R_m (1 + \sigma_{s1} \xi_1 c_{ut}) + R_{01} + R_a. \quad (2.79)$$

Selleks, et rahuldada ka Kirchhoffi I seaduse tingimusi, tuleb magnetahela lihtsustatud aseseemi viia senise ühe puisteharu asemel sisse kaks puisteharu, mille magnetilisi takistusi tähistame vastavalt R_{s1} ja R_{s2} . Vastavalt sellele koostatud korrigeeritud magnetahela aseseem on toodud joonisel 2.15.



Joonis 2.15 PM generaatori magnetahela korrigeeritud koondparameetriline aseseem

Selle aseseemi harus ab takistusega R_{m1} olev magnetvoog peab vastavalt pingelanguvõrrandile (2.75) $\Delta U_{msab} = \Delta U_{ms}$ olema võrdne

$$\Phi_{ab} = \Phi_{01} (1 + \sigma_{1s} c_{ut}). \quad (2.80)$$

Järelikult Kirchhoffi I seaduse järgi sõlmes a peab puistevoog aseseemi harus ad (takistusega R_{s1}) võrduma

$$\Phi_{s1} = \Phi_{01} (1 + \sigma_{s1}) - \Phi_{01} (1 + \sigma_{s1} c_{ut}) = \Phi_{01} \sigma_{s1} (1 - c_{ut}) \quad (2.81)$$

ja puistevoog aseskeemi harus bd takistusega R_{s2} võrduma (sõlme b järgi)

$$\Phi_{s2} = \Phi_{01}(1 + \sigma_{s1}c_{ut}) - \Phi_{01} = \Phi_{01}\sigma_{s1}c_{ut} . \quad (2.82)$$

Leidnud aseskeemi harude magnetvoogude avaldised, saame leida ka aseskeemi puisteharude takistused. Kontuurist $bcd b$ saame

$$R_{s2} = \frac{R_m(1 - \xi_1) + R_{01} + R_a}{\sigma_{s1}c_{ut}} \quad (2.83)$$

ja

$$R_{s1} = \frac{R_m(1 + \sigma_{s1}\xi_1c_{ut}) + R_{01} + R_a}{\sigma_{s1}c_{ut}} . \quad (2.84)$$

Toodud avaldise (2.77)...(2.84) lihtsustamiseks asendame tegeliku puistevoogu Φ_{sx} jaotuse püsimagneti külgpinna h_1 osas ekvivalentse jaotusega kogu püsimagneti kõrguse h_m ulatuses. Sel juhul saab toodud võrrandis võtta $\xi_1=1$ ja puisteharude takistuste avaldised omandavad lihtsama kuju

$$R'_{s2} = \frac{R_{01} + R_a}{\sigma_{s1}c_{ut}} , \quad (2.83a)$$

$$R'_{s1} = \frac{R_m(1 + \sigma_{s1}c_{ut}) + R_{01} + R_a}{\sigma_{s1}c_{ut}} . \quad (2.84a)$$

Kuna puistetegur σ_{s1} on leitav otseselt konformse teisenduse teel tuletatud valemiteest, siis on aseskeemi kaudu vaja arvutada ainult õhupiluharu põhimagnetvoo suurus Φ_{01} . Viimane on leitav eespooltoodud valemitega (2.78) ja (2.79). Seega puisteharude takistuste arvutamiseks otsene vajadus puudub.

2.5.4 PM induktori magnetitevahelise uurde puistevoogu hajuvuse lihtsustatud arvutamine

Üldise võrdleva hinnangu kohaselt moodustab puistevoogu arvestav parandustegur $\sigma_{s1}\xi_1c_{ut}$ võrrandis (2.79) suhteliselt väikese suuruse. See lubab puistevoogu arvestamiseks teha täiendavaid lihtsustusi. Üheks lihtsamaks võtteks on see, kui lugeda puistemagnetväljatiheduse normaalkomponendi B_{ms} jaotus "uurdes" piki püsimagneti kõrgust lineaarseks kogu püsimagneti kõrguse ulatuses. Sel juhul võime puistemagnetvoo jaotuse püsimagneti kõrguse h_m ulatuses avaldada lihtsa võrrandiga

$$\Phi_{sx} = \Phi_{01}\sigma_{s1}\left(\frac{x}{h_m}\right)^2 , \quad (2.85)$$

kust saame vastavalt $\xi_1=1$ ja $n=1$. Sel juhul esitub hajuvustegurite väärtus

$$c_{ut} = \frac{n+1}{n+2} = \frac{2}{3} = 0,667$$

ning parandusliige võrrandis (2.77) lihtsustub kujuni

$$\sigma_{s1} \xi_1 c_{ut} = \frac{2}{3} \sigma_{s1} \cdot \quad (2.86)$$

Tabelis 2.3 on toodud tegurite ξ_1 , n , c_{ut} , $\sigma_{s1} \xi_1 c_{ut}$ ja ekvivalentse takistuse R_{me} võrreldavad väärtused eespool kirjeldatud katsemaketile, arvatuna kolme erineva arvutusvõttega: 1) täpsustatud arvutusmetoodikaga; 2) lihtsustatud arvutusmetoodikaga, kus $\xi_1=1$ ja $n=1,5$ ning 3) lihtsustatud arvutusmetoodikaga, kus $\xi_1=1$ ja $n=1$. Sealjuures puistetegur σ_{s1} on kõigil kolmel juhul 0,0713.

Tabel 2.3. Katsemaketi ekvivalentsete parameetrite määramine

| Nr. | ξ_1 | n | c_{ut} | $\sigma_{s1} \xi_1 c_{ut}$ | R_{me} | Suhteline R_{me} väärtus |
|-----|---------|------|----------|----------------------------|----------|----------------------------|
| 1 | 0,875 | 1,45 | 0,710 | 0,0443 | 9,790 | 1,000 |
| 2 | 1,0 | 1,5 | 0,714 | 0,0509 | 9,837 | 1,005 |
| 3 | 1,0 | 1,0 | 0,667 | 0,0476 | 9,813 | 1,002 |

Nagu nähtub toodud tabelist, erineb ekvivalentse takistuse R_{me} väärtus kolmanda, lihtsustatud arvutusmeetodi järgi ainult 0,2% võrra täpsustatud arvutusmeetodi järgi leitud väärtusest. Kui jätta puistevoo hajuvus hoopis arvesta-mata, st lugeda $\xi_1=1$, $c_{ut}=1$, siis saame R_{me} -le väärtuse 9,98, mis on umbes 2% suurem kui täpsustatud meetodil arvatud suurus. Seega võib lihtsustatud arvutusmeetodi kasutamise lugeda inseneriarvutuste seisukohast enamasti õigustatuks.

2.6 Primaarmagnetvälja jaotuse maketiuringud ja modelleerimine

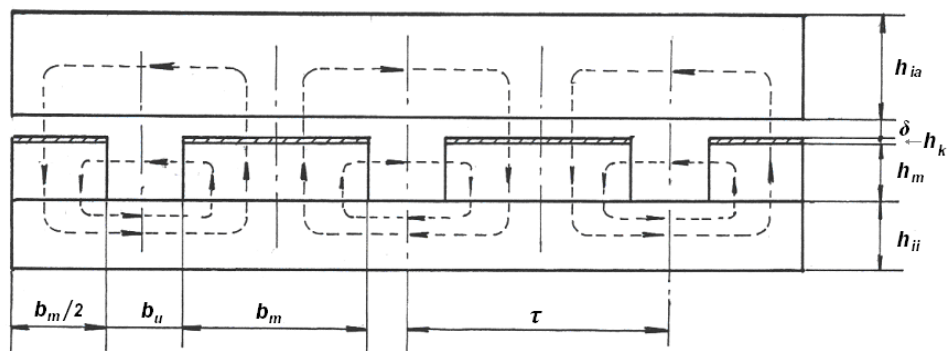
2.6.1 Primaarmagnetvälja eksperimentaalne uurimine makettkatsete abil

Täpsema väljajaotuse leidmiseks inseneriarvutustes tuleb konformsete teisenduste meetodil saadud arvutusvalemeid kontrollida ja vajadusel täpsustada katseandmetest saadavate tulemuste baasil. Katseandmete puudumisel saab samadel eesmärkidel kasutada magnetvälja modelleerimist näiteks lõplike elementide meetodil vastavate tarkvarapakettide abil.

Selleks, et hinnata PM generaatori induktori püsomagnetitest pooluste katteks ferromagnetiliste pooluskingade kasutamise või ärajätmise mõju, valmistati kaks katsemaketti (M1 ja M2) primaarmagnetvälja katseliseks uurimiseks. Esimese katsemaketi M1 induktori poolused olid varustatud pooluskingadega, kus iga pooluse peale oli kleebitud nn poolusking ühe pooluse laiusega elektrotehnilisest terasest lehe näol. Selle katsemaketi skeem on toodud joonisel 2.16.

Maketi mõõdud olid valitud vajadusest saada magnetvälja mõõtmiseks tesla-meetri abil küllalt palju mõõtepunkte. Samuti dikteerisid maketi konstruktsiooni olemasolevate püsomagnetite mõõtmised.

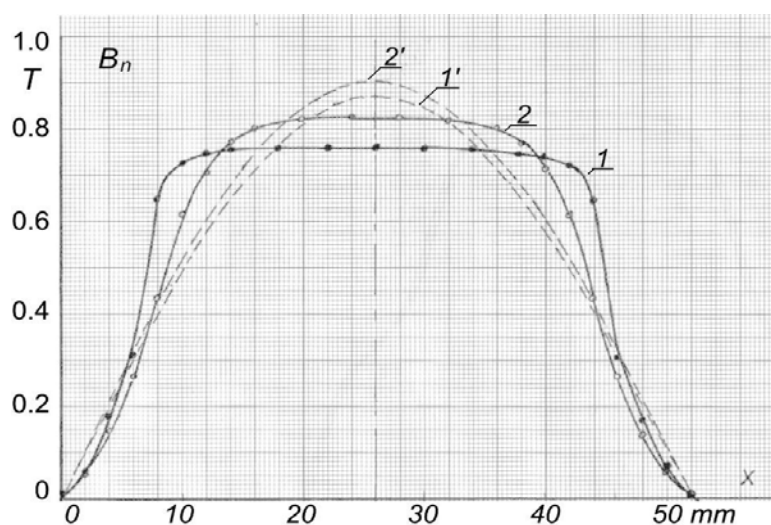
Teine valmistatud makett M2 erines joonisel 2.16. toodud maketist M1 ainult selle poolest, et püsomagnetitest induktori poolused olid ilma pooluskingadeta.



Joonis 2.16 Katsemaketi M1 ristlõige: $\delta=3,2$ mm; $\tau=52$ mm; $b_m=37$ mm; $b_u=15$ mm; $h_M=10,4$ mm; $h_k=0,5$ mm; $h_{ii}=12$ mm; $h_{ia}=20$ mm

Katsemaketi joonisel 2.16. on kasutatud järgmisi tähiseid: τ – pooluse jaotus; b_m – pooluse laius; b_u – pooluste vahekaugus, h_m – pooluse kõrgus; h_k – pooluskinga paksus; δ – õhupilu paksus; h_{ii} – induktori ikke paksus; h_{ia} – ankru ikke paksus. Punktiirjoontega on joonisel 4.1 näidatud põhimagnetvoo Φ_0 ja induktori puistevoo Φ_S teekonnad.

Joonisel 2.17 on toodud mõlema maketi magnetväljatiheduse jaotused makettide "ankru" siledal pinnal ühe poolusjaotuse ulatuses. Kõverad on saadud katselisel teel teslameetri Koschava-4 abil.



Joonis 2.17 Katsemakettide M1 ja M2 magnetväljatiheduste B_n (1, 2) ja nende põhiharmooniliste B_{n1} (1', 2') jaotused piki õhupilu ankru pinnal

Kõveraga 1 on tähistatud maketi M1 magnetväljatiheduse jaotus, kõveraga 2 – maketi M2 magnetväljatiheduse jaotus. Punktiirkõveratega 1' ja 2' on toodud Fourier analüüsi abil saadud magnetväljatiheduste põhiharmoonilised.

Katsetulemuste põhjal ja vastavalt joonisel 2.17. esitatule on maketis M2 magnetväljatihedus pooluse teljel 8.6% suurem kui maketis M1. Seejuures on

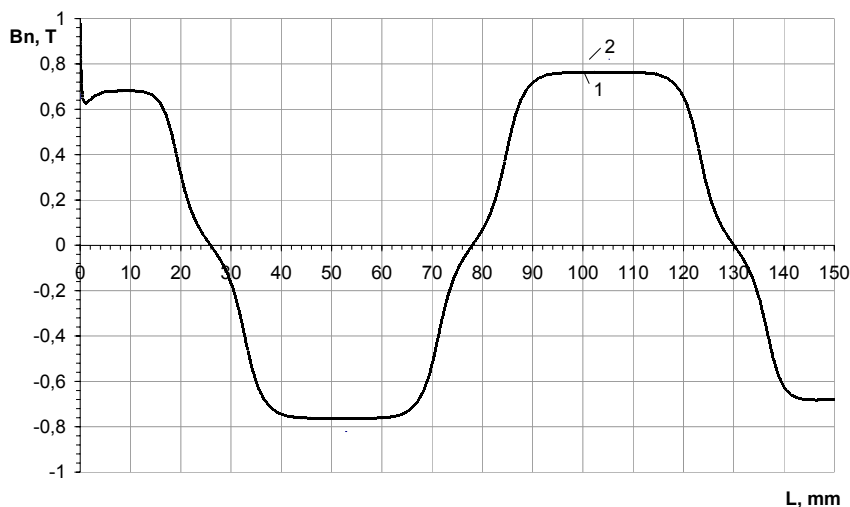
Fourier analüüsiga saadud magnetvälja tiheduse põhiharmoonilise amplituud maketis M2 ligi 4% suurem kui maketis M1.

Sellise proportsioonide erinevuse tekitab magnetväljatiheduse jaotuse erinev kõrgemate harmooniliste koosseis makettides M1 ja M2. Pooluste resulteerivate magnetvoogude suhtegurile makettides M2 ja M1 saame 1,019 väärtuse, kuid põhiharmooniliste magnetvoogude suhe jääb samaks magnetväljatiheduste põhiharmooniliste amplituudide suhtega (so 1,04).

Maketi M1 magnetvoogude katseandmete erinevus arvutusandmetega võrreldes on alla 2%, mis jääb graafilise arvutuse mõõtevigade piirkonda. Katsetulemuste alusel võib teha järelduse, et pooluskingade ärajätmisel võiks sama konfiguratsiooni ja mõõtmetega õhupilu ja magnetite korral prognoosida pooluste magnetvoo põhiharmoonilise väärtuse suurenemist 3...5% võrra, millele vastaks parandustegur 1,03...1,05.

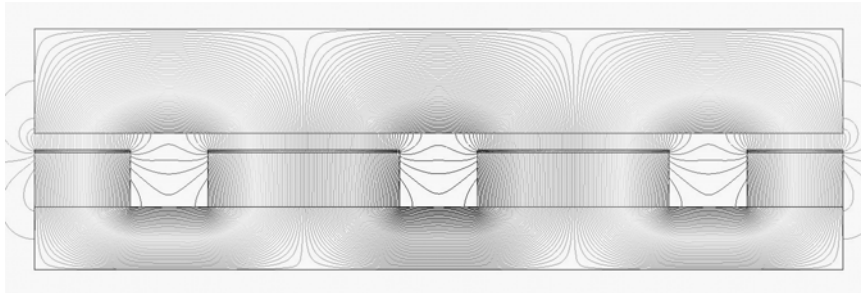
2.6.2 Makettide magnetvälja modelleerimine arvuti abil ning tulemuste võrdlus arvutus- ja katsetulemustega

Joonisel 2.18 on toodud makettide M1 ja M2 magnetvälja modelleerimisel lõplike elementide meetodil tarkvarapaketi Maxwell abil saadud magnetväljatiheduse jaotused makettide "ankru" pinnal. Kõveraga 1 on tähistatud maketi M1 magnetvälja jaotus ja kõveraga 2 – maketi M2 magnetvälja jaotus.

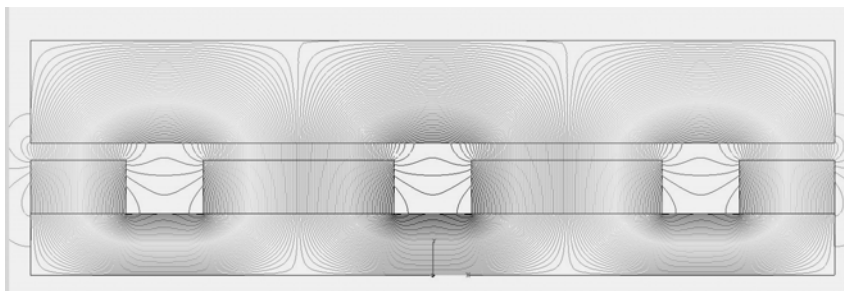


Joonis 2.18 Magnetväljade modelleerimisega saadud katsemakettide M1 ja M2 väljatiheduste B_n (1, 2) jaotused piki õhupilu

Joonisel 2.19 on toodud modelleerimisel saadud maketi M1 magnetväljajoonte pilt ja joonisel 2.20 – maketi M2 magnetväljajoonte pilt. Nende piltide järgi võib hinnata poolustevahelise puiste suurust erinevate makettide puhul. Nagu näeme, on maketi M2 puiste umbes 20% väiksem kui maketis M1.



Joonis 2.19 Katsemaketi M1 magnetvälja modelleerimisel saadud väljapilt

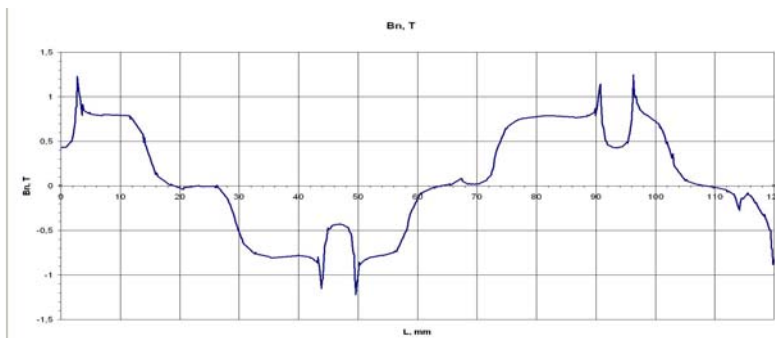


Joonis 2.20 Katsemaketi M2 magnetvälja modelleerimisel saadud väljapilt

Siinjuures olgu märgitud, et kasutatud püsomagnetite endi parameetrid võivad erinevatel magnetitel varieeruda ja olla erinevad. Nagu näitas töö käigus PM-katsegeneraatori valmistamine ja katsetamine, erinesid 28 püsimagneti magnetväljatihedused pooluse teljel üksteisest $\pm 2\%$, ehk B_{0max}/B_{0min} oli 1,04. Selline püsomagnetite parameetrite hajuvus avaldab otsest mõju katsetulemuste võrreldavusele arvutustulemustega.

2.6.3 PM sünkroongeneraatori primaarvälja modelleerimine ankrumahmade mõju arvestades

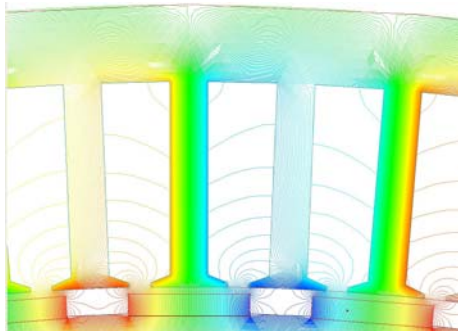
Selleks, et saada parandustegurid projekteeritava sünkroongeneraatori arvutusele, viidi läbi generaatori primaarmagnetvälja modelleerimine lõplike elementide meetodil programmis Maxwell.



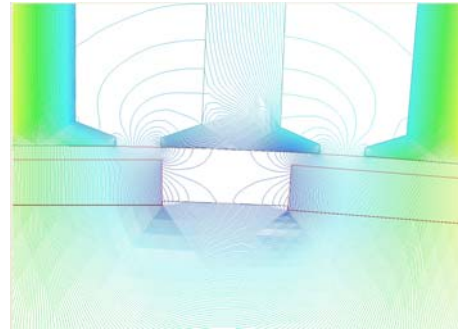
Joonis 2.21 PM-katsegeneraatori magnetvälja modelleerimisega saadud väljatiheduse normaalkomponendi jaotus piki õhupilu ankrusisepinna raadiusel

Joonisel 2.21 on toodud induktori magnetväljatiheduse normaalkomponendi B_n jaotus piki ankru magnetahela perimeetrit ankru magnetahela sisepinna raadiusel vastavalt joonis 2.22 väljapildile.

Joonistel 2.22 ja 2.23 on toodud modelleerimise tulemusena saadud väljapildid ajahetkele, mil ühe magnetpooluse telg ühtib ühe ankru magnetahela hambateljega. Kuna puudub ankrureaktsiooni lahtimagneetiv toime, siis on hambad suhteliselt tugevasti küllastunud, mille tõttu ligi 5% ühe pooluse magnetvoost läheb pooluse keskkohal olevast hambast läbi uurde naaberhambasse.



Joonis 2.22 PM-katsegeneraatori magnetvälja modelleerimisel saadud väljapilt generaatori tühijooksul



Joonis 2.23 PM SG magnetvälja modelleerimisel saadud uurdetsooni detailne väljapilt tühijooksu režiimis

Tabelis 2.4 on esitatud magnetvoo tiheduse ja magnetvoo graafikute Fourier analüüsi tulemused ja analüüsi tulemuste võrdlus arvutusandmetega.

Tabel 2.4. Magnetvoo tiheduse ja magnetvoo väärtuse analüüsi tulemused

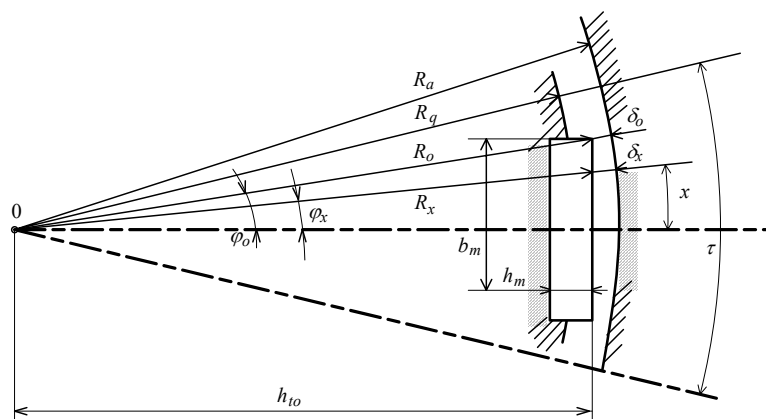
| Nr | Suurus | Ühik | Tähis | Arvutus | Modelleerim. | Model./Arv |
|----|--------------------------------|------|----------|---------|--------------|------------|
| 1. | MVT pooluse ja hamba teljel | T | B_0 | 0,659 | 0,7800 | 1,18 |
| 2. | MVT põhiharmoonilise amplituud | T | B_{m1} | 0,785 | 0,800 | 1,02 |
| 3. | Pooluse magnetvoog | mWb | Φ_0 | 13,1 | 12,9 | 0,98 |
| 4. | Magnetvoo põhiharmooniline | mWb | Φ_1 | 13,1 | 13,3 | 1,02 |

3 PRIMAARMAGNETVÄLJA ANALÜÜS EBAÜHTLASE PAKSUSEGA ÕHUPILU KORRAL

3.1 Ebaühtlase paksusega õhupilu asendamine ekvivalentse konstantse paksusega õhupiluga

PM-sünkroongeneraatorite valmistamisel kasutatakse sageli ristkülikukujulise ristlõikega magneteid. Magnetid fikseeritakse induktori magnetahela pinda freesitud siledapõhjalistesse süvenditesse. Samas tasapinnaliste pindadega püsomagnetite puhul on õhupilu paksus magneti pinna ja ankrusammaste otspindade poolt moodustava kaare vahel pooluse ulatuses ebaühtlane, olles kõige suurem pooluse teljel ja minimaalne pooluse serval. Selline õhupilu paksuse ebaühtlus poolusjaotuse ulatuses teeb magnetvälja analüüsi märgatavalt keerukamaks. Inseneriarvutuste seisukohast oleks niisugusel juhul otstarbekas määrata õhupilu ekvivalentne paksus, mis võimaldab primaarmagnetvälja arvutust lihtsustada, kuid annab siiski piisavalt täpsed tulemused. Järgnevalt püütaksegi uurida võimalusi asendada ebaühtlane õhupilu paksus vastava toimega ühtlase paksusega.

Magneti tasapinnalise välispinna ja ankrusammaste magnetahela vahele moodustuva ebaühtlase paksusega õhupilu kujutis on esitatud joonisel 3.1.



Joonis 3.1 Püsomagnetitega sünkroongeneraatori õhupilu kuju

Vaadeldaval joonisel 3.1 on kasutatud järgmisi tähiseid:

- R_a – ankrusisepinna raadius;
- b_m – püsimagneti laius;
- δ_0 – minimaalne õhupilu paksus pooluse serva juures;
- R_0 – kaugus induktori teljest kuni püsimagneti servani;
- φ_0 – geomeetriline nurk pooluse telge ja serva läbivate joonte vahel;
- h_{10} – minimaalne kaugus induktori teljest õhupiluni;
- δ_x – õhupilu paksus punkti x juures;
- R_x – kaugus induktori teljest kuni õhupiluni suunal x ;
- φ_x – nurk pooluse telje ja raadiuse R_x vahel;
- h_m – püsimagneti kõrgus;
- R_q – induktori ikke välisraadius pooluste vahekoos.

Vastavalt toodud joonisele on minimaalne kaugus induktori teljest kuni õhupiluni

$$h_{t0} = \sqrt{(R_a - \delta_0)^2 - (b_m/2)^2} \quad (3.1)$$

ja maksimaalne õhupilu paksus (pooluse teljel) vastavalt

$$\delta_m = R_a - h_{t0}. \quad (3.2)$$

Nurk φ_0 pooluse telge ja serva läbivate joonte vahel võrdub

$$\varphi_0 = \arctg\left(\frac{b_m}{2 \cdot h_{t0}}\right). \quad (3.3)$$

Kaugus induktori teljest kuni õhupiluni suunal x võrdub

$$R_x = \frac{h_{t0}}{\cos(\varphi_x)} \quad (3.4)$$

ja vastavalt sellele õhupilu paksus suunal x võrdub

$$\delta_x = R_a - R_x = R_a - \frac{h_{t0}}{\cos(\varphi_x)}. \quad (3.5)$$

Leiame keskmise kauguse induktori teljest kuni õhupiluni pooluse laiuse ulatuses

$$R_{k0} = \frac{1}{2x_b} \cdot 2 \int_0^{x_b} R_x \cdot dx, \quad (3.6)$$

kus $x_b = \varphi_0 \cdot R_a$.

Asetades avaldise R_x (3.4) valemisse (3.6), saame keskmisele kaugusele avaldise

$$R_{k0} = \frac{h_{t0}}{\varphi_0} \int_0^{\varphi_0} \frac{d\varphi_x}{\cos(\varphi_x)} = \frac{h_{t0}}{\varphi_0} \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1 + \sin(\varphi_0)}{1 - \sin(\varphi_0)}\right). \quad (3.7)$$

Seega keskmine õhupilu paksus ehk nn arvutuslik õhupilu paksus avaldub

$$\delta_a = R_a - R_{k0} = R_a - \frac{h_{t0}}{\varphi_0} \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1 + \sin(\varphi_0)}{1 - \sin(\varphi_0)}\right). \quad (3.8)$$

Kui arvutuslik õhupilu paksus esitada kujul

$$\delta_a = \delta_0 + (\delta_m - \delta_0)c_k, \quad (3.9)$$

siis saaksime tegurile c_k ligikaudse väärtuse

$$c_k \cong 2/3.$$

Arvutuslikku õhupilu paksust kasutame magnetahela aseskeemis oleva õhupilu magnetilise takistuse leidmiseks.

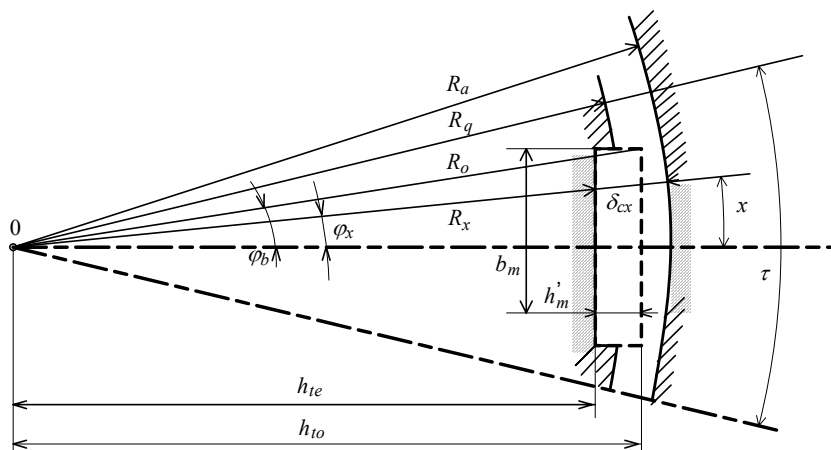
3.2 Ankru ja induktori vahelise ebäühtlase paksusega mittemagnetilise pilu parameetrid ja magnetväljatiheduse korrigeerimine

Primaarmagnetväljatiheduse jaotuse leidmiseks kasutasime konformsete teisenduste meetodit, milleks tuli üle minna tegelikult õhupilult ankru ja induktori vahel ekvivalentsele konstantse paksusega mittemagnetilisele pilule. Ekvivalentse mittemagnetilise pilu paksuse δ_c leidsime lihtsustatud valemiga (2.19).

Joonisel 3.2 on toodud muutuva paksusega mittemagnetilise pilu kujutis ühe poolusjaotuse τ ulatuses, kus püsिमagneti asemel on induktori ikkel õhuke ferromagnetiline kiht paksusega Δh_m , mis oli määratud valemiga (2.16). Selle tulemusena saame kauguseks induktori teljelt kuni mittemagnetilise piluni pooluse teljel suuruse

$$h_{te} = h_{t0} - h'_m, \quad (3.10)$$

kus h_{t0} on kaugus induktori teljest kuni õhupiluni (joonis 3.2) ja $h'_m = h_m - \Delta h_m = h_m / \mu_s$ on püsिमagneti taandatud kõrgus.



Joonis 3.2 Mittemagnetiline pilu generaatori ankru ja induktori ikke vahel

Kauguse induktori teljest kuni mittemagnetilise piluni suunal x (pooluse laiusel ulatuses) võib, analoogiliselt võrrandile (3.4), väljendada suhtega

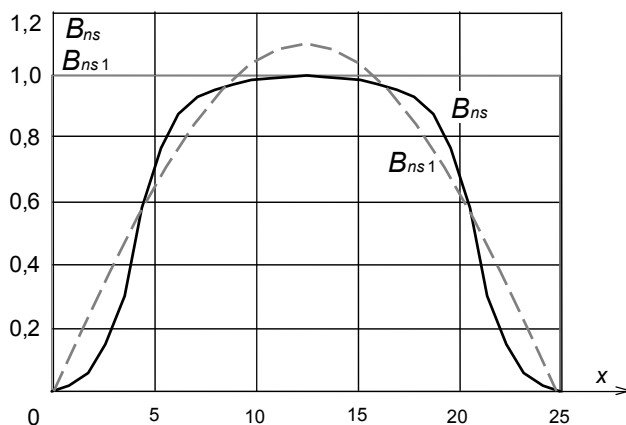
$$R_{cx} = \frac{h_{te}}{\cos(\varphi_x)}. \quad (3.11)$$

Seega, mittemagnetilise pilu paksus suunal x võrdub

$$\delta_{cx} = R_a - R_{cx} = R_a - \frac{h_{te}}{\cos(\varphi_x)}, \quad (3.12)$$

kus nurk φ_x muutub piirides $-\varphi_b \dots +\varphi_b$.

Analoogiliselt võrrandile (3.7), saame sel juhul keskmisele kaugusele induktori teljest kuni mittemagnetilise piluni avaldise



Joonis 3.3 PM sünkroongeneraatori primaarväljatiheduse ja selle põhiharmoonilise jaotus ankru siledal pinnal ühe poolusjaotuse ulatuses

Punktiirjoonega on toodud sama kõvera Fourier' analüüsiga saadud magnetväljatiheduse põhiharmooniliku $B_{ns1}(x)$ jaotus. Põhiharmooniku amplituudväärtus on suhtelistes ühikutes võrdne primaarvälja kujuteguriga k_f , mis antud juhul võrdub $k_f=1,095$.

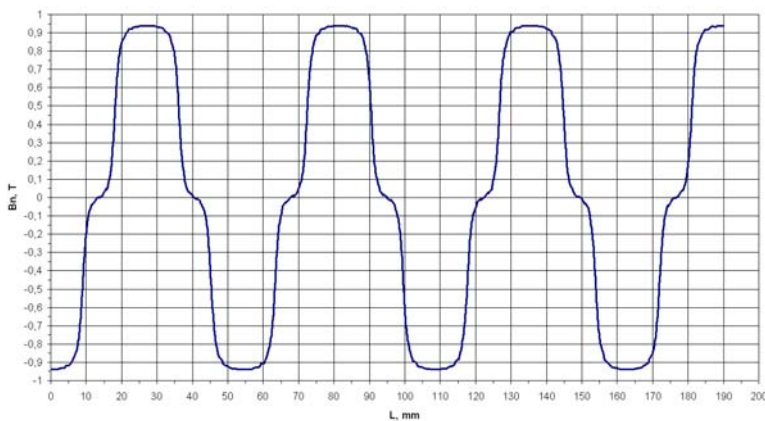
3.3 Primaarmagnetvälja võrdlev modelleerimine ühtlase ja ebahütlase paksusega õhupilu korral

Uuritava PM sünkroongeneraatori primaarmagnetvälja jaotust ja tugevust uuriti lisaks teoreetilisele analüüsile ja makettide abil tehtud katsetele ka arvuti abil modelleerides, kasutades selleks tarkvarapaketti Maxwell ja mõne probleemi uurimisel ka paketti FEMM. Arvuti abil täpsustati ülevaadet magnetvoo tiheduse jaotumise kohta eelkõige ankru ja induktori magnetahela piirpindadel ning õhupilu ulatuses.

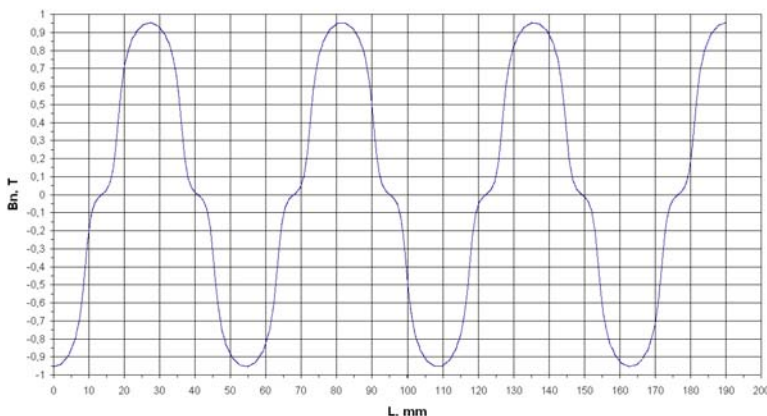
Modelleerimise käigus võrreldi ja analüüsiti õhupilu ühtlase või ebahütlase paksuse mõju magnetvoo tiheduse jaotusele õhupilus. Vastavalt sünkroongeneraatorite teooria üldistele seisukohtadele tuleks eelistada ebahütlase paksusega õhupilu, mille paksus pooluse keskelt ääre suunas suureneb. Sellise ebahütlase paksusega õhupilu korral tekkiv magnetvoo tiheduse jaotus õhupilus annab generaatori mähises indutseeritud pingele siinuselisele jaotusele lähedasema kuju, parandades seega pinge kvaliteeti ja kergendades generaatori tööd koormusolukorras.

Seoses sellega on võrreldud ja hinnatakse järgnevalt PM generaatori magnetvälja arvutianalüüsi tulemusi õhupilu paksuse korral 1 mm, kusjuures ühel juhul on õhupilu magneti ulatuses ühtlase väärtusega, teisel juhul aga õhupilu paksus suureneb magneti ääre suunas ligi 50%. Eraldi vaadeldakse magnetvoo tiheduse jaotust õhupilus ekvivalentse sileda staatori sisepinna korral, aga ka reaalse ankru magnetahela tingimustes.

Esimeste mudelitena on võrdlevalt vaadeldud sileda ankruahelaga (ilma uureta) olukorras magnetvoo tiheduse jaotust ühtlase õhupilu korral väärtusega 1 mm (joonis 3.4) ja ebaühtlase, äärtelt suureneva õhupilu paksuse korral (joonis 3.5). Osutub, et ebaühtlase õhupilu paksuse korral väheneb õhupilu magnetvoo tiheduse kõveras kõrgemate harmoonikute (eelkõige 5. ja 7. harmoonik) osakaal põhiharmooniku suhtes Fourier' analüüsi alusel ligi poole võrra. Samavõrd paraneb selle tulemusena ka PM generaatori staatorimähises indutseeritud pinge kuju.



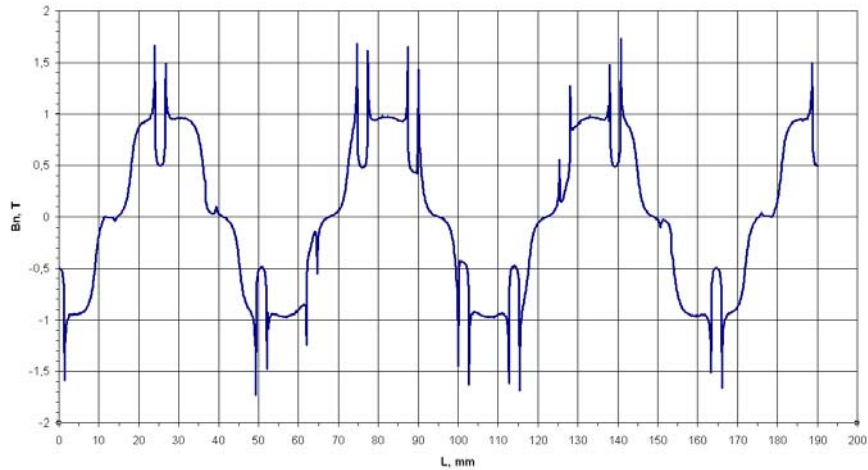
Joonis 3.4 Magnetvoo tiheduse jaotus sileda piirpinnaga ühtlase paksusega õhupilus 1 mm



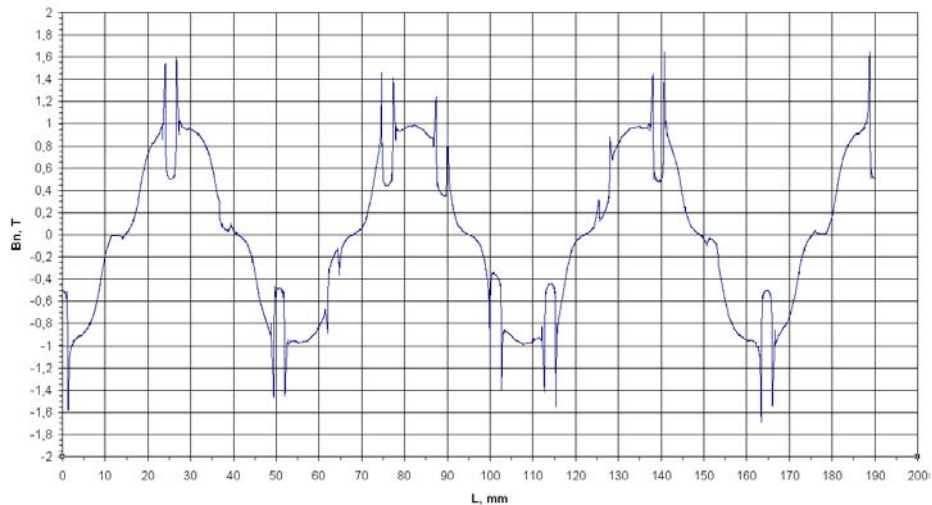
Joonis 3.5 Magnetvoo tiheduse jaotus ebaühtlase paksusega sileda piirpinnaga õhupilus minimaalse paksusega 1 mm

Võrdluseks vaadeldakse magnetvoo tiheduse jaotust õhupilus uurete arvestamisel staatori sisepinnal, mis tekitab uurete mõjul magnetvoo tiheduse kõvera täiendavaid deformatsioone ja moonutab kõveraid (joonis 3.6 ja 3.7). Kuid faasimähise erinevates uuretes paiknevate üksteise suhtes faasis nihutatud murdmähispoolide koosmõjul ja sümmeetrilise mähise tingimustes faasipingetes need uurete mõjul tekkivad pulsatsioonid praktiliselt ei ilmne. Kuid õhupilu ebaühtlase paksuse

mõju poolusjaotuse ulatuses magnetvoo tiheduse jaotusele on ka siin hästi märgatav.



Joonis 3.6 Magnetvoo tiheduse jaotus ühtlase paksusega uurdelise piirpinnaga õhu pilus paksusega 1 mm

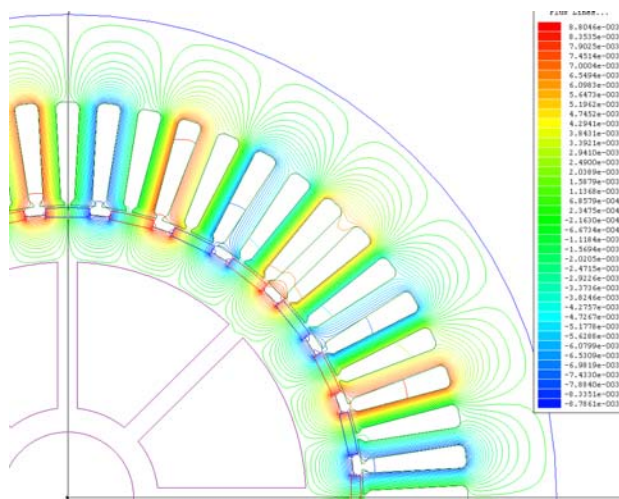


Joonis 3.7 Magnetvoo tiheduse jaotus ebahütlase paksusega uurdelise piirpinnaga õhu pilus minimaalse paksusega 1 mm

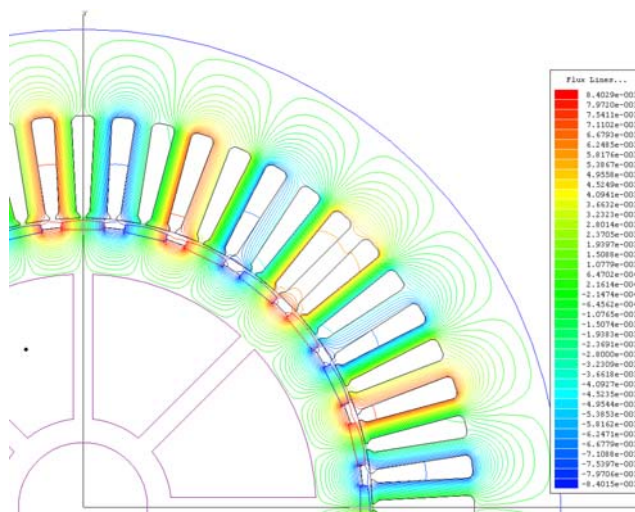
Pooluseks olevate magnetite pinnale optimaalse kuju ja kõverusraadiuse andmine lubaks veel mõnevõrra parandada magnetvoo tiheduse jaotust õhupilus, viies selle veelgi paremasse vastavusse siinuselise jaotusega. Kuid peab arvestama, et mürdmähise tõttu on sama faasi erinevates sektsioonides pinged üksteise suhtes erinevalt faasis nihutatud ja õhupilu kuju edasine optimeerimine ei avalda pinges siinuselisusele enam suurt mõju. Peale selle mõjub PM generaatori koormuse

olukorras magnetvoo tiheduse jaotust moonutavalt ka ankrureaktsiooni magnetväli, mida tuleb täiendavalt arvesse võtta.

Illustreerivad ja huvipakkuvad on arvutianalüüsis PM-generaatori primaar-magnetvälja jaotust õhupilus ja magnetahelates esitavad väljapildid vastavalt ühtlase ja ebäühtlase paksusega õhupilu korral (joonised 3.8, 3.9) mudeli veerand-suuruse ulatuses ja ka detailsemad väljapildid mudeli väiksema piirkonna osas (joonis 3.10 ja 3.11).

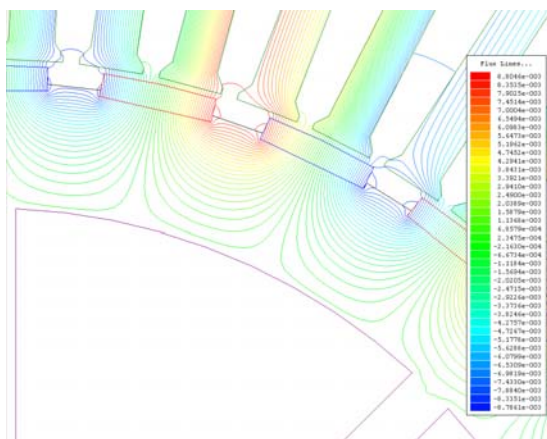


Joonis 3.8 Magnetvoojoonte jagunemine PM generaatori staatori ja rootori magnetahelas ühtlase õhupilu paksuse 1 mm korral

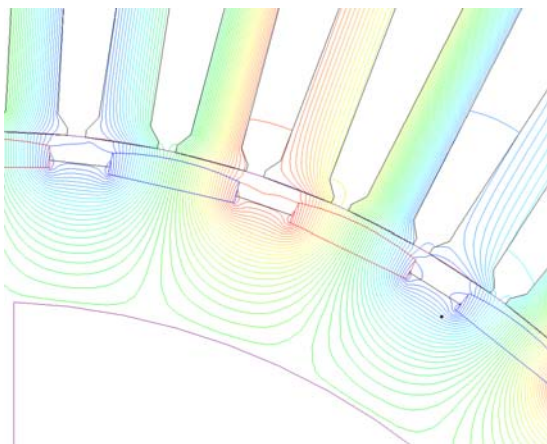


Joonis 3.9 Magnetvoojoonte jagunemine PM generaatori staatori ja rootori magnetahelas ebäühtlase õhupilu korral minimaalse paksusega 1 mm

Magnetvälja jõujoonte tihedus ja vastavalt magnetvootihedus staatori hammastes iseloomustab hammaste erinevat magnetilist koormust primaarvälja toimet teatud ajahetkel. Generaatori ankrumähise koormusolukorras ja vastavalt ankrureaktsiooni toimet tekib täiendav magnetilise koormuse ümberjaotumine ja moonutumine nii magnetahelas kui ka õhupilus. Ankrureaktsiooni toimet mõjutab ka generaatori ankrumähisele rakenduva koormuse iseloom (aktiivne, aktiiv-induktiivne või aktiiv-mahtuvuslik).



Joonis 3.10 Magnetvoojoonte jagunemine PM generaatori staatori ja rootori magnetahelas ühtlase õhupilu paksuse 1 mm korral



Joonis 3.11 Magnetvoojoonte jagunemine PM generaatori staatori ja rootori magnetahelas ebäühtlase õhupilu korral minimaalse paksusega 1 mm

Arvuti abil magnetvälja modelleerimise tulemusena on saadud ülevaade ka magnetilise koormuse jaotuse kohta rootori või staatori magnetahela üksikutel lõikudel. Näiteks ankrude paksuse osas joonistel 3.8 ja 3.9 tuleks märkida seda, et see on ilmselt magnetilises mõttes tarbetult suur, sest magnetvoo tihedus ikkes on ilmselt üsna madal. Ankrumahmade magnetiline koormus on tunduvalt suurem, kuid primaarvälja pilti hinnates võiks väljatihedus olla veelgi suurem.

4 PM-SÜNKROONGENERAATORI SEKUNDAARMAGNETVÄLI

4.1 Sekundaarse magnetvälja mõju arvestamise iseärasusi

Kui püsिमagnetitega sünkroongeneraatori koormuse olukorras läbib ankrumähist koormusvool, siis tekitab see generaatoris sekundaarmagnetvälja, mida nimetatakse sageli ka ankrureaktsiooni magnetväljaks. Osa ankrureaktsiooni magnetvoost sulgub läbi õhupilu ja induktori magnetahela, muutes ja moonutades primaar-magnetvälja poolt tekitatud magnetvälja jaotust õhupilus, aga ka ankruahela hammastes ja ikkes. Selle kaudu mõjutab ankrureaktsiooni magnetväli ka ankrumähises indutseeritud pinge suurst ja kuju.

PM sünkroongeneraatori ankrureaktsioonivälja jaotusele ja sulgumisele läbi õhupilu avaldab olulist mõju see, et induktori magnetahela pinnal õhupilus paiknevate magnetite tõttu on mittemagnetiline pilu ankrumagnetahela ja induktori ikke vahel suhteliselt suur. Püsिमagnetmaterjalide magnetiline läbitavus on väga madal, olles õhu vastavast näitajast vaid veidi suurem. Magnetite paksusest tingitult on mittemagnetilise pilu paksuse suhe õhupilu paksusesse piires 3...4, mis oluliselt suurendab mittemagnetilise pilu takistust magnetvoole.

Selle tulemusena väheneb ankrureaktsiooni magnetväljatiheduse väärtus ankrumagnetahela pinnal ning muutub väljajaotus õhupilus, võrreldes ferromagnetiliste poolustega klassikalise generaatoriga. See asjaolu tingib vajaduse PM-generaatori korral arvestada sekundaarmagnetvälja muutumist mittemagnetilises pilus ka radiaalsuunas. Suhteliselt suure mittemagnetilise pilu paksuse tõttu muutub magnetväljatihedus radiaalsuunas pilu paksuse ulatuses kuni 30%.

PM-generaatori resulteeruva magnetvälja määramiseks ja sellest tulenevate generaatori tehniliste näitajate inseneriarvutuste seoste täpsustamiseks tuleb täiendavalt uurida vaadeldavate PM-masinate sekundaarmagnetvälja jaotuse iseärasusi. Ka sekundaarvälja seisukohast on mittemagnetilise pilu paksus poolusjaotuse ulatuses ebahütlase õhupilu paksuse korral muutuv suurus. Selle tõttu asendame selle muutuva paksusega pilu ekvivalentse konstantse paksusega piluga kogu poolusjaotuse ulatuses ja leiame sekundaarvälja jaotuse sellises pilus. Seejärel korrigeerime saadud tulemusi, lähtudes tegelikust mittemagnetilise pilu paksusest ja kujust.

4.2 Ekvivalentne mittemagnetiline pilu

Käesoleva töö joonisel 3.1 oli esitatud ankrumagnetahela ja induktori ikke vahel asuva ebahütlase paksusega mittemagnetilise pilu kujutis. Selleks, et lihtsamini leida selles pilus asuva sekundaarmagnetvälja jaotuse seaduspärasusi, asendame selle ebahütlase paksusega mittemagnetilise pilu ekvivalentse hütlase piluga kogu poolusjaotuse τ ulatuses.

Käesoleva töö punktis 3.2 oli leitud ekvivalentne konstantse paksusega mittemagnetilise pilu paksus pooluse laiuse b_m ulatuses, mida tähistasime sümboliga δ_c (3.15). Mittemagnetilise pilu paksus pooluste vahel on vastavalt joonisele 3.1 võrdne

$$\delta_q = R_a - R_q, \quad (4.1)$$

kus R_q on induktori ikke välisraadius pooluste vahekoos.

Ekvivalentse ühtlase paksusega mittemagnetilise pilu paksuse määramiseks poolusjaotuse ulatuses lähtume mittemagnetilise pilu lihtsustatud magnetilise juhtivuse valemeist.

Esitame ebäühtlase paksusega mittemagnetilise pilu juhtivuse kahe liikme summamana, millest kumbki kirjeldab selle pilu kahe erineva kõrvutiasetseva tsooni mõju kogujuhtivusele:

1) mittemagnetilise pilu magnetiline juhtivus püsिमagneti kohal

$$\Lambda_b = \mu_0 L_m \frac{\varphi_b \cdot R_a}{\delta_c}, \quad (4.2)$$

kus $\varphi_b \cdot R_a$ on püsिमagneti laiusele vastav ankrupinna kaare pikkus,

2) püsिमagnetitevahelise mittemagnetilise pilu ehk “uurde” osa magnetiline juhtivus

$$\Lambda_q = \mu_0 L_m \frac{\tau - \varphi_b \cdot R_a}{\delta_q}. \quad (4.3)$$

Ühtlase ekvivalentse paksusega mittemagnetilise pilu juhtivuse kogu poolusjaotuse τ ulatuses väljendame üldkujul analoogiliselt

$$\Lambda_\tau = \mu_0 L_m \frac{\tau}{\delta_{ck}}, \quad (4.4)$$

kus δ_{ck} on ekvivalentse mittemagnetilise pilu paksus.

Võrdsustades avalduse (4.4) avalduste (4.2) ja (4.3) summaga, saame tulemuseksena

$$\frac{\tau}{\delta_{ck}} = \frac{\varphi_b \cdot R_a}{\delta_c} + \frac{\tau - \varphi_b \cdot R_a}{\delta_q}, \quad (4.5)$$

kust ekvivalentse keskmise mittemagnetilise pilu paksuse kogu poolusjaotuse ulatuses saab arvutada

$$\delta_{ck} = \frac{\tau}{\frac{\varphi_b \cdot R_a}{\delta_c} + \frac{\tau - \varphi_b \cdot R_a}{\delta_q}}. \quad (4.6)$$

Vastava ekvivalentse mittemagnetilise pilu siseraadiuse suuruse leiame nüüd valemiga

$$R_i = R_a - \delta_{ck}. \quad (4.7)$$

Püsिमagneteregutusega katsegeneraatori näite puhul, kus $R_a=121$ mm, $\varphi_b=0,0810$, $\tau=27,15$ mm, $\delta_c=7,004$ mm, $\delta_q=6$ mm, saame arvutusliku mittemagnetilise pilu keskmiseks väärtuseks $\delta_{ck}=6,69$ mm ja siseraadiuseks $R_i=114,31$ mm.

Järgnevalt uurime ankrumähise sekundaarmagnetvälja jaotust silinderkoordinaatides (φ, r) eelpool leitud viisil rõngakujulises mittemagnetilises pilus.

4.3 PM SG sekundaarmagnetvälja jaotus ekvivalentsses mittemagnetilises pilus

Vastavalt vahelduvvoolumasinate üldteooriale [53, 55, 60] on mitmefaasilise ankrumähise voolu poolt tekitatav magneetimisergutus väljendatav põhiharmoonilise ja kõrgemate ruumiliste harmooniliste summana

$$F_a = \sum_v F_{vm} \cos(\omega t \pm p v \varphi), \quad (4.8)$$

kus F_{vm} on magneetimisergutuse v -ndat järku harmoonilise amplituud;

$\omega=2\pi f$ on mähise voolu nurksagedus

f – mähise voolu sagedus;

p – magnetvälja põhiharmoonilise pooluspaaride arv;

φ – geomeetriline nurk ankru magnetahela sisepinnal asuva vaatluspunkti ja mähise selle faasi telje vahel, milles algajamomendil $t=0$ olev vool võrdub amplituudväärtusega.

Magneetimisergutuse v -ndat järku harmoonilise amplituud on m -faasilise mähise puhul avaldatav tuntud valemiga [53, 60]

$$F_{vm} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{k_{wv}}{p v} w I, \quad (4.9)$$

kus k_{wv} on mähise tegur v -ndale harmoonilisele,

w on ühe faasi mähise järjestikku ühendatud keerdude arv;

I on faasivoolu efektiivväärtus.

Mähisetegur on määratav valemiga [56]

$$k_{wv} = k_{jv} k_{yv} k_{\rho v} = \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2m}\right)}{q_e \sin\left(v \frac{\pi}{2mq_e}\right)} \sin\left(v\beta \frac{\pi}{2}\right) \frac{\sin(v\rho)}{v\rho}, \quad (4.10)$$

kus k_{jv} on mähise jaotustegur;

$q_e=q$ on ankru uurete arv pooluse ja faasi kohta normaalmähisega ankru puhul ja

$q_e=b \cdot d+c$ – murdmähise puhul;

k_{yv} – mähise sammutegur

β – mähise suhteline samm;

$k_{\rho v}$ – uurdeava tegur;

$\rho = \frac{b_{u2}}{t_h} \frac{\pi}{2mq}$ – ankru uurdeava nurk;

b_{u2} – ankru uurde ava suurus;

t_h – ankru hamba jaotus.

Arvestades mähise magneetimisergutuse avaldist (4.8) ja jättes esialgu arvestamata masina lõplikust pikkusest tingitud otsaefektid, võib avaldada magnetväljatiheduse radiaal- ja tangentsiaalkomponentide amplituudid kujul [59]:

$$B_r = \sum_{\nu} B_c \frac{k_{w\nu}}{k_w} \left(\frac{r}{r_a}\right)^{\nu-1} \frac{1 + \left(\frac{r_i}{r}\right)^{2\nu}}{1 - \left(\frac{r_i}{r}\right)^{2\nu}} \cos(\omega t \pm \nu \varphi) \quad (4.11)$$

ja

$$B_{\varphi} = \sum_{\nu} B_c \frac{k_{w\nu}}{k_w} \left(\frac{r}{r_a}\right)^{\nu-1} \frac{1 - \left(\frac{r_i}{r}\right)^{2\nu}}{1 - \left(\frac{r_i}{r}\right)^{2\nu}} \sin(\omega t \pm \nu \varphi), \quad (4.12)$$

kus $r_i=R_i$ on ekvivalentne mittemagnetilise pilu siseraadius (joonis 4.1),

$r_a=R_a$ – ankrü magnetahela siseraadius;

r – vaatluspunkti raadius;

k_w – mähisetegur põhiharmoonilisele;

B_c – magnetväljatiheduse põhiharmoonilise tangentsiaalkomponendi amplituud ankrü pinnal ($r=r_a$).

$$B_c = \mu_0 F_{am} \frac{p}{r_a} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \frac{k_w w}{r_a} I. \quad (4.13)$$

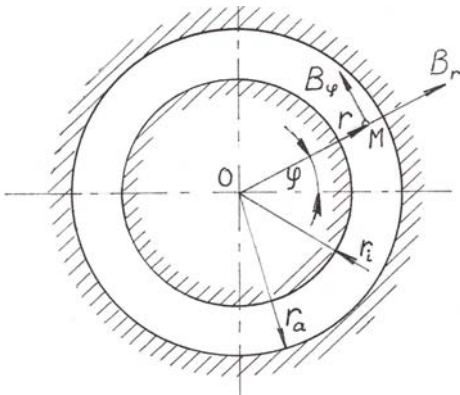
Vastavalt võrrandile (4.11), võib magnetväljatiheduse põhiharmoonilise radiaal-komponendi amplituudi ankrü pinnal väljendada kujul

$$B_{ra} = B_c \cdot k_{Ba}, \quad (4.14)$$

kus

$$k_{Ba} = \frac{1 + \lambda_i^{2p}}{1 - \lambda_i^{2p}}, \quad (4.15)$$

$$\lambda_i = \frac{r_i}{r_a}. \quad (4.16)$$



Joonis 4.1 Rõngakujuline arvutuslik mitte magnetiline pilu

Analoogiliselt võib magnetväljatiheduse põhiharmoonilise radiaalkomponendi amplituudi ekvivalentse mittemagnetilise pilu sisepinnal ($r=r_i$) väljendada võrrandiga

$$B_{ri} = B_c k_{Bi}, \quad (4.17)$$

kus

$$k_{Bi} = \frac{2\lambda_i^{p-1}}{1 - \lambda_i^{2p}}. \quad (4.18)$$

Kuna sünkroonmasinate üldteoorias [53, 60] loetakse ankrumähise magnetomotoorjõu F_a jaotus poolusjaotuse ulatuses praktiliselt siinuseliseks, siis piirdume edaspidi ainult sekundaarvälja põhiharmooniliste vaatlemisega.

Ühtlase õhupiluga tavalistes sünkroongeneraatorites [53, 60] on ankrumähise voolu poolt tekitatud magnetväljatiheduse amplituudväärtus arvutatav valemiga

$$B_{am} = \frac{\mu_0}{k_\mu k_c \delta} \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{k_w w}{p} I, \quad (4.19)$$

kus k_μ on magnetahela küllastustegur,

k_c – ankru uurdeid arvestav Carteri tegur;

δ – arvutuslik õhupilu paksus.

Jättes esialgu arvestamata magnetahela küllastusteguri ja Carteri teguri, võime võrrandi (4.18) asendada valemiga

$$B_{am} = B_c \frac{r_a}{p\delta} = B_c \frac{D_a}{2p\delta}, \quad (4.20)$$

kus B_c on arvutatav valemiga (4.13).

Jagades avaldise (4.14) võrrandiga (4.20), eeldades, et võrrandis (4.20) $\delta = \delta_{ck}$, saame

$$C_{Ba} = \frac{B_{ra}}{B_{am}} = k_{Ba} \frac{p\delta_{ck}}{r_a} = \frac{1 + \lambda_i^{2p}}{1 - \lambda_i^{2p}} (1 - \lambda_i) p. \quad (4.21)$$

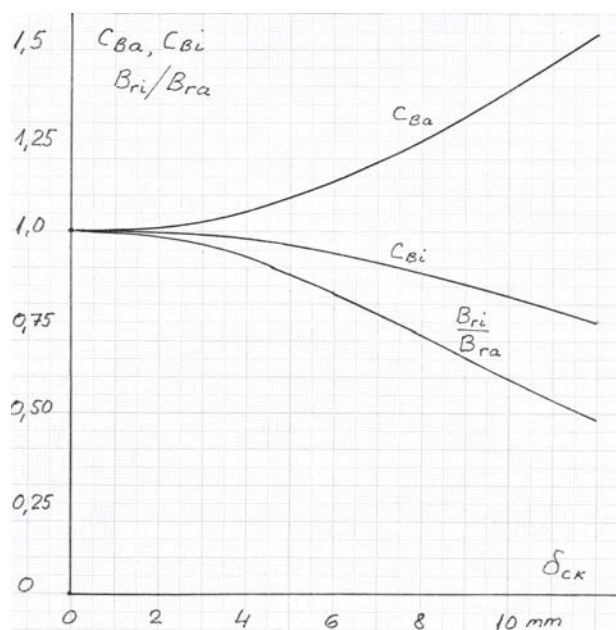
Jagades avaldise (4.17) võrrandiga (4.20), saame

$$C_{Bi} = \frac{B_{ri}}{B_{am}} = k_{Bi} \frac{p\delta_{ck}}{r_a} = \frac{2\lambda_i^{p-1}}{1 - \lambda_i^{2p}} (1 - \lambda_i) p. \quad (4.22)$$

Suurusi C_{Ba} ja C_{Bi} võib vaadelda kui parandustegureid valemile (4.19), et leida ankrureaktsioonivälja põhiharmooniliste amplituude ankrusisepinnal ja mittemagnetilise pilu siseraadiusele. Kuna ankrureaktsioonivälja jagatakse kaheks osaks: pikireaktsiooniväljaks ja põikireaktsiooniväljaks, siis tuleb tegurid C_{Ba} ja C_{Bi} korrigeerida, lähtudes tegelikest mittemagnetilise pilu paksustest piki- ja põikisuunal.

Tegurid C_{Ba} ja C_{Bi} , samuti suhe B_{ri}/B_{ra} sõltuvad ainult kahest parameetrist: suhtelisest mittemagnetilise pilu siseraadiusest $\lambda_i = r_i/r_a$ ja pooluspaaride arvust p .

Joonisel 4.2 on toodud tegurite C_{Ba} ja C_{Bi} sõltuvused rõngaspilu paksusest δ_{ck} , samuti magnetväljatiheduse amplituudide suhe B_{ri}/B_{ra} , kui $p=14$ ja $r_a=121$ mm.



Joonis 4.2 Ankrumagnetväljatiheduse parandustegurid ankrusisepinnal C_{Ba} , ekvivalentse mittemagnetilise pilu sisepinnal C_{Bi} ning magnetväljatiheduste suhe raadiustel r_i ja r_a

Näitena vaatame püsिमagnetitega katsegeneraatorit võimsusega 5 kVA. Selle generaatori vastavad parameetrid on järgmised: $r_a=121$ mm, $r_i=114,6$ mm, $\delta_{ck}=6,40$ mm, $\lambda_i=0,947$, $p=14$, millele vastavad $C_{Ba}=1,154$; $C_{Bi}=0,935$ ja $B_{ri}/B_{ra}=0,810$. Pikireaktsioonisuunal on ekvivalentne mittemagnetilise pilu pak-

sus $\delta_c=7,004$, mille puhul $C_{Ba} = 1,19$, $C_{Bi} = 0,92$ ja $B_{ri} / B_{ra} = 0,78$. Seega on suhteliselt suure mittemagnetilise piluga generaatoris magnetväljatiheduse põhiharmoonilise amplituudväärtus pikireaktsiooni puhul 19% suurem kui valemi (4.19) järgi arvutatav suurus. Seega on generaatori ankrureaktsioonivälja arvutamisel kindlasti vaja arvestada toodud parandustegureid.

4.4 Ankruvälja magnetvoo mittemagnetilise pilu piirpindadel

Ankru magnetvoo põhiharmooniline ankru sisemisel piirpinnal avaldub võrrandiga

$$\Phi_a = L_{ma} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_{ra} r_a \cos(p\varphi) d\varphi = \frac{2r_a}{p} B_{ra} L_{ma}, \quad (4.23)$$

kus L_{ma} on ankru arvutuslik pikkus, mis vastavalt elektrimasinate üldteooriale avaldatakse valemiga

$$L_{ma} = L_m + \beta\delta_c \quad (4.24)$$

ja β on otsaefektide mõju arvestav parandustegur, mis elektrimasinate teoorias võetakse sageli võrdseks väärtusega $\beta=2$ [60].

Analoogiliselt on ankru magnetvoo põhiharmooniline raadiusel r_i avaldub

$$\Phi_i = L_m \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_{ri} r_i \cos(p\varphi) d\varphi = \frac{2r_i}{p} B_{ri} L_{ma}. \quad (4.25)$$

Vahelduvvoolumasinate klassikalise teooria järgi on generaatori ankrureaktsioonivoog avaldatud võrrandiga

$$\Phi_{am} = B_{am} \frac{2}{\pi} \tau L_{ma} = B_{am} \frac{D_a}{p}. \quad (4.26)$$

Jagades võrrandi (4.23) võrrandiga (4.26), saame

$$k_{\Phi_a} = \frac{\Phi_a}{\Phi_{am}} = \frac{B_{ra}}{B_{am}} = C_{Ba}. \quad (4.27)$$

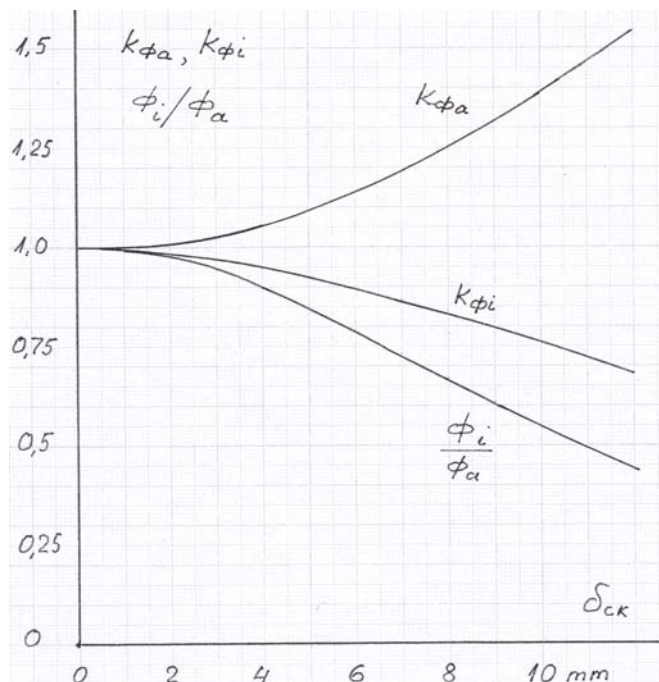
Jagades võrrandi (4.25) võrrandiga (4.26), saame

$$k_{\Phi_i} = \frac{\Phi_i}{\Phi_{am}} = \frac{r_i}{r_2} \frac{B_{ri}}{B_{am}} = \lambda_i \cdot C_{Bi}. \quad (4.28)$$

Suursi k_{Φ_a} ja k_{Φ_i} võib vaadelda parandusteguritena valemile (4.26), et leida ankrureaktsioonivälja magnetvoogu ankru magnetahela ja induktori ikkes. Ka neid parandustegureid tuleb korrigeerida eraldi piki- ja põikireaktsiooni puhul.

Joonisel 4.3 on toodud tegurite $k_{\Phi_a} = C_{Ba}$ ja $k_{\Phi_i} = \lambda_i C_{Bi}$ sõltuvused rõngaspilu paksusest δ_{ck} , ning magnetvoogude suhe Φ_i/Φ_a . Eelmises punktis vaadeldud näite

puhul 5 kVA võimsusega PM-generaatori jaoks saaksime $k_{\Phi_a} = 1,154$ ja $k_{\Phi_i} = 0,885$ ning $\Phi_i/\Phi_a = 0,767$. Pikireaktsioonile oleksid vastavad tegurid $k_{\Phi_a} = 1,19$; $k_{\Phi_i} = 0,87$ ja $\Phi_i/\Phi_a = 0,73$.



Joonis 4.3 Ankrü magnetvoogude parandustegurid ankrü pinnal k_{Φ_a} , induktori ikke pinnal k_{Φ_i} ning magnetvoogude suhe raadiustel r_i ja r_a

4.5 PM SG ankrureaktsiooni iseärasusi

Elektrimasinate teoorias jagatakse sünkroongeneraatorite ankrureaktsioon kaheks komponendiks – pikireaktsiooniks ja põikireaktsiooniks. Vastavalt sellele jagatakse ankrumähise voolu poolt tekitatud magnetväli pooluste suhtes pikiteljesuunaliseks magnetväljaks ja põikisuunaliseks magnetväljaks. Kuna generaatori primaar-magnetvälja poolt ankrumähises indutseeritud elektromotoorjõu \vec{E} ja ankrumähises tekkiva voolu \vec{I} vahel on üldjuhul faasinihe ψ , siis jagatakse ankruvool vastavalt pikivooluks I_d ja põikivooluks I_q , mis on määratud võrranditega

$$I_d = I \cdot \sin \psi$$

ja

$$I_q = I \cdot \cos \psi.$$

Analoogiliselt esitatakse ka ankruvoolu poolt tekitatud magnetomotoorne jõud piki- ja põikisuunalise magnetomotoorse jõu komponentidena

$$\left. \begin{aligned} F_{ad} &= F_a \cdot \sin \psi \\ F_{aq} &= F_a \cdot \cos \psi \end{aligned} \right\}, \quad (4.29)$$

kus F_a on ankrumähise voolu resulteeruv magnetomotoorne jõud

$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_w}{p} I, \quad (4.30)$$

mille ruumilise jaotuse võib lugeda siinuseliseks.

Vastavalt võrrandeile (4.13), (4.14) ja (4.29) saame pikireaktsiooni ja põikireaktsiooni magnetväljatiheduse ruumilistele amplituudidele esitada avaldised

$$B_{adm} = \mu_0 \frac{2p}{k_c k_{\mu d} D_a} k_{Ba} F_{ad} \quad (4.31)$$

ja

$$B_{aqm} = \mu_0 \frac{2p}{k_c k_{\mu q} D_a} k_{Ba} F_{aq}, \quad (4.32)$$

kus k_c on ankrü Carteri tegur ning $k_{\mu d}$ ja $k_{\mu q}$ on magnetahela küllastustegurid piki- ja põikisuunas. Valemid (4.31) ja (4.32) on arvutuslikud magnetväljatiheduste ruumiliste amplituudide avaldised. Need suurused arvutatakse ühe ja sama mittemagnetilise pilu väärtuse juures, kuigi tegelik pilu on poolusjaotuse ulatuses muutuv piirides δ_{cm} (pooluse teljel) kuni δ_q (pooluste vahekoahas). Võtame selleks arvutuslikuks mittemagnetilise pilu paksuseks poolusjaotuse ulatuses leitud keskmise mittemagnetilise pilu paksuse δ_{ck} (4.6). Tegelikud ankrureaktsiooni magnetvood leitakse piki- ja põikireaktsiooni kujutegurite abil

$$\left. \begin{aligned} k_{ad} &= \frac{B_{adm1}}{B_{adm}} \\ k_{aq} &= \frac{B_{aqm1}}{B_{aqm}} \end{aligned} \right\}, \quad (4.33)$$

kus B_{adm1} ja B_{aqm1} on pikireaktsiooni ja põikireaktsiooni magnetväljatiheduse põhiharmooniliste amplituudväärtused. Nende põhiharmooniliste amplituudide leidmiseks tuleb esmalt arvutada piki- ja põikireaktsiooniväljade magnetväljatiheduste jaotised poolusjaotuse ulatuses $B_{ad}(x)$ ja $B_{aq}(x)$ valemitega

$$B_{ad}(x) = B_{adm} \frac{k_{Bax}(x)}{k_{Ba}} \cos(p\varphi_x) \quad (4.34)$$

ja

$$B_{aq}(x) = B_{aqm} \frac{k_{Bax}(x)}{k_{Ba}} \sin(p\varphi_x), \quad (4.35)$$

kus φ_x on geomeetriline nurk, mida loetakse pooluse teljelt ($\varphi_x = x/R_a$).

Tegur k_{Ba} on määratud valemiga (4.15) mittemagnetilisele pilule paksusega δ_{ck} .

Teguri k_{Bax} arvutamiseks tuleb valemis (4.15) λ_i asemel võtta tegeliku mitte-magnetilise pilu paksusega määratud suhteline raadius

$$\lambda_{ix} = \frac{r_x}{r_a}. \quad (4.36)$$

Seega

$$k_{Bax}(x) = \frac{1 + \lambda_{ix}^{2p}}{1 - \lambda_{ix}^{2p}}. \quad (4.37)$$

Pooluste kohal asuvas tsoonis vastavalt valemile (2.82) on raadius

$$r_x = \frac{h_{te}}{\cos(\varphi_x)} \quad (4.38)$$

ja pooluste vahelkohal

$$r_x = r_q.$$

Piki- ja põikireaktsiooni magnetväljatiheduse põhiharmooniliste amplituudid leitakse Fourier' analüüsi abil. Selleks jaotame poolusjaotuse τ ulatuse n võrdseks intervalliks pikkusega $\Delta x = \tau/n$ ja leiame B_{ad} ja B_{aq} , samuti $p\varphi_{xi}$ väärtused iga intervalli keskel punktis, mille kauguse pooluste teljest arvutame valemiga

$$x_i = (i - 0,5) \frac{\tau}{n}, \quad (4.39)$$

kus $i=1, 2, 3, \dots, n$.

Kuna B_{ad} ja B_{aq} jaotust võib lugeda sümmeetrilisteks nende tippväärtuste asukoha suhtes, saab piirduda Fourier' analüüsiga ainult poole poolusjaotuse ulatuses. Sel juhul saab põhiharmooniliste amplituudväärtused arvutada valemitega [59, 60]

$$B_{adm1} = \frac{4}{n} \sum_{i=1}^{n/2} B_{ad}(x_i) \cos(p\varphi_{xi}) \quad (4.40)$$

ja

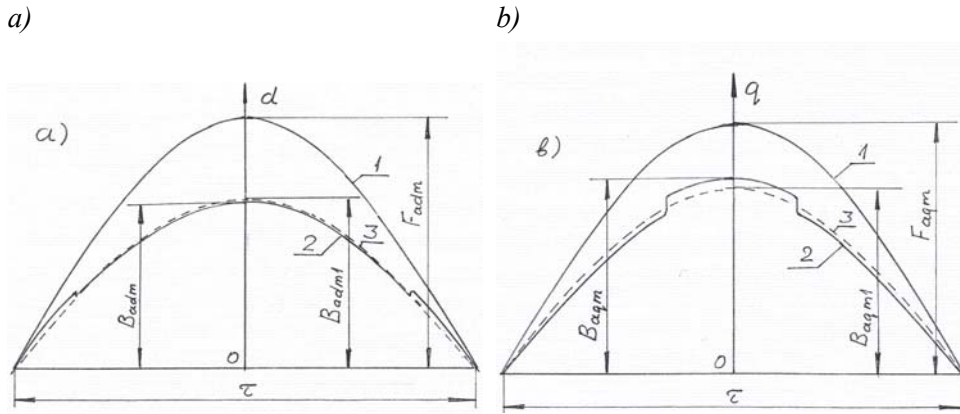
$$B_{aqm1} = \frac{4}{n} \sum_{i=1}^{n/2} B_{aq}(x_i) \cos(p\varphi_{xi}). \quad (4.41)$$

Joonisel 4.4 on toodud ankrureaktsiooni väljatiheduste jaotused poolusjaotuse τ ulatuses.

Joonisel 4.4,a on esitatud pikireaktsiooni magnetomotoorse jõu F_{ad} (kõver 1), selle magnetomotoorse jõu poolt tekitatud tegeliku magnetväljatiheduse jaotuse B_{adx} (kõver 2) ja punktiirjoonega 3 tähistatud magnetväljatiheduse põhiharmoonilise B_{ad1} jaotused.

Joonisel 4.4,b on toodud analoogilised kõverad põikireaktsiooniväljale. Toodud graafikud on arvutatud eelpool vaadeldud PM-katsegeneraatori 5 kVA jaoks. Nagu

näeme toodud kõverate 2 ja 3 võrdlusest, erineb pikireaktsiooni magnetväljatiheduse jaotus $B_{ad}(x)$ suhteliselt vähe põhiharmoonilise jaotusest. Põikireaktsiooni puhul on erinevus veidi suurem, eriti poolustevahelises “uurde” tsoonis.



Joonis 4.4 Püsimagnetitega sünkroongeneraatori ankrude pikireaktsiooni (a) ja põikireaktsiooni (b) magnetväljatiheduste kõverad ühe poolusjaotuse ulatuses

Ankrureaktsiooni piki- ja põikivälja põhiharmoonilised tekitavad vastavad ankrureaktsiooni magnetvõid [59,60]

$$\Phi_{ad} = B_{adm1} \frac{2}{\pi} \tau L_{ma} = B_{adm} k_{ad} \frac{D_a}{p} L_{ma}, \quad (4.42)$$

$$\Phi_{aq} = B_{aqm1} \frac{2}{\pi} \tau L_{ma} = B_{aqm} k_{aq} \frac{D_a}{p} L_{ma}. \quad (4.43)$$

Arvestades valemeid (4.29), (4.30), (4.31) ja (4.32), võime piki- ja põikireaktsiooni magnetvõid avaldada ka kujul

$$\Phi_{ad} = \frac{\mu_0 2\sqrt{2}m}{k_c k_{\mu d} \pi} k_{Ba} L_{ma} \frac{w k_w}{p} k_{ad} I_d, \quad (4.44)$$

ja

$$\Phi_{aq} = \frac{\mu_0 2\sqrt{2}m}{k_c k_{\mu q} \pi} k_{Ba} L_{ma} \frac{w k_w}{p} k_{aq} I_q. \quad (4.45)$$

Need ankrureaktsiooni magnetvõid indutseerivad ankrumähises enda-induktsiooni elektromotoorsed jõud, mida nimetatakse vastavalt ankrude piki- ja põikireaktsiooni elektromotoorseteks jõududeks

$$E_{ad} = \pi \sqrt{2} f k_w w \Phi_{ad}, \quad (4.46)$$

$$E_{aq} = \pi \sqrt{2} f k_w w \Phi_{aq}. \quad (4.47)$$

Viimaseid avaldise kasutatakse ankrureaktsiooni induktiivtakistuste määramisel.

Magnetvoogude Φ_{ad} ja Φ_{aq} avaldise kasutame ka generaatori magnetahela koormuse arvutamisel.

4.6 Ankrumähise parameetrite määramine

Generaatori töörežiimide inseneriarvutusteks ja analüüsiks on vaja õigesti määrata ankrumähise aktiiv- ja induktiivtakistused. Kuna püsomagnetitega generaatorite magnetahel ja ankrumähis on sarnased tavaliste sünkroongeneraatorite magnetahelale ja ankrumähisele, siis saab eelpoolnimetatud parameetrid leida analoogilisel viisil. Seejuures tuleb aga täiendavalt arvestada asjaolu, et PM-generaatori ankrureaktsiooni magnetvälja arvutus toimub tunduvalt suurema paksusega mittemagnetilises pilu korral, kui seda on tavaliste sünkroongeneraatorite õhupilu. See asjaolu nõuab mõningate oluliste täpsustuste tegemist ankrumähise induktiivtakistuste valemities. Aktiivtakistuste arvutusvalemis erinevusi võrreldes klassikaliste sünkroonmasinatega ei ole.

Nagu tavalistes sünkroongeneraatorites, nii ka püsomagnetitega generaatorites jaotatakse ankrumähise induktiivtakistus kuueks osaks:

1. ankrureaktsiooni pikiinduktiivtakistus x_{ad} , mille tekitab ankrureaktsiooni pikimagnetväli;
2. ankrureaktsiooni põikiinduktiivtakistus x_{aq} , mille tekitab ankrureaktsiooni põikimagnetväli;
3. ankrumähise diferentsiaalpuiste induktiivtakistus x_d , mille tekitavad ankrureaktsiooni magnetvoo kõrgemad ruumiharmoonikud;
4. ankrumähise uurdepuiste induktiivtakistus x_u , mille tekitab ankrumähise koormusvoolust tingitud uurdepuiste magnetväli;
5. ankrumähise hambapeade puiste induktiivtakistus x_h , mille tekitab hambast hambasse läbi mittemagnetilise pilu sulguv ankrureaktsiooniväli;
6. ankrumähise lauposade puiste induktiivtakistus x_l , mille tekitab mähise lauposid ümbritsev ankrureaktsiooni magnetväli.

Ankrureaktsiooni induktiivtakistused. Elektrimasinate teoorias on sünkroongeneraatorite ankrureaktsiooni piki- ja põikiinduktiivtakistused defineeritud kui vastavate omainduktsiooni elektromotoorjõudude suhted neid tekitanud vastavate ankruvoolu piki- ja põikivoolu komponentide efektiivväärtustesse

$$x_{ad} = \frac{E_{ad}}{I_d} \quad (4.48)$$

ja

$$x_{aq} = \frac{E_{aq}}{I_q} \quad (4.49)$$

Arvestades võrrandeid (4.44)...(4.47), saame ankrureaktsiooni piki- ja põikiinduktiivtakistustele avaldised järgmisel kujul:

$$x_{ad} = 4mf \frac{\mu_0 L_{ma}}{k_c k_{\mu d}} \frac{(k_w w)^2}{p} k_{Ba} k_{ad}, \quad (4.50)$$

$$x_{aq} = 4mf \frac{\mu_0 L_{ma}}{k_c k_{\mu q}} \frac{(k_w w)^2}{p} k_{Ba} k_{aq}. \quad (4.51)$$

Induktiivtakistused piki- ja põikitelje suunas x_{ad} ja x_{aq} on otstarbekas esitada ühise kordaja kaudu kujul

$$x_{ad} = x_{p0} \frac{k_{ad}}{k_{\mu d}} \quad (4.52)$$

ja

$$x_{aq} = x_{p0} \frac{k_{aq}}{k_{\mu q}}, \quad (4.53)$$

kus x_{p0} on nn ankrumähise põhiinduktiivtakistus küllastamata magnetahela puhul

$$x_{p0} = 4mf \frac{\mu_0 L_{ma}}{k_c p} (k_w w)^2 k_{Ba}. \quad (4.54)$$

Diferentsiaalpuiste. Asendades valemis (4.54) magnetvälja põhiharmoonikute pooluspaaride arvu p kõrgema harmoonilise pooluspaaride arvuga $p\nu$, saame ν -nda järgu kõrgema harmooniku induktiivtakistusele küllastamata magnetahela puhul avaldise

$$x_\nu = \frac{4mf\mu_0}{k_c p \nu} (k_{w\nu} \cdot w)^2 k_{Bav} L_{m\nu} = \frac{1}{\nu} \left(\frac{k_{w\nu}}{k_w} \right)^2 \frac{k_{Bav}}{k_{Ba}} \frac{L_{m\nu}}{L_{ma}} x_{p0}, \quad (4.55)$$

kus k_{Bav} on ankru magnetväljatiheduse ν -nda harmooniku radiaal- ja tangentsiaal-komponentide suhe ankru pinnal

$$k_{Bav} = \frac{1 + \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^{2p\nu}}{1 - \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^{2p\nu}}, \quad (4.56)$$

$L_{m\nu}$ on ankru magnetahela arvutuslik pikkus ν -ndale harmoonikule.

Summeerides kõikide kõrgemate harmoonikute induktiivtakistused x_ν , saame ankrumähise diferentsiaalpuiste induktiivtakistusele valemi

$$x_d = \sum_{\nu \neq 1} x_\nu = x_{p0} \sum_{\nu \neq 1} \frac{1}{\nu} \left(\frac{k_{m\nu}}{k_w} \right)^2 \frac{k_{Bav}}{k_{Ba}} \frac{L_{m\nu}}{L_{ma}}, \quad (4.57)$$

ehk

$$x_d = k_d x_{p0}, \quad (4.58)$$

kus k_d on diferentsiaalpuistetegur

$$k_d = \sum_{v \neq 1} \frac{1}{v} \left(\frac{k_{mv}}{k_w} \right)^2 \frac{k_{Bav} L_{mv}}{k_{Ba} L_{ma}}. \quad (4.59)$$

Valemid (4.57) ja (4.58) on saadud küllastamata magnetahela puhul. Tavaliselt loetakse magnetahela küllastustegur k_μ kõigi harmooniliste jaoks ühesuguseks ja selle arvestamiseks tuleb valemis x_{p0} asemel võtta suhe

$$x_p = \frac{x_{p0}}{k_\mu}. \quad (4.60)$$

Murdmähisega ankrumähiste puhul on kõrgemate harmooniliste määramine küllaltki tülikas. Selle tõttu on murdmähiste puhul otstarbekas kasutada diferentsiaalpuiste induktiivtakistuse arvutamiseks valemit

$$x_d = 4\pi\mu_0 f \frac{w^2}{pq} L_{ma} \lambda_d, \quad (4.61)$$

milles suhteline diferentsiaalpuistejuhtivus λ_d määratakse ligikaudse võrrandiga [59]

$$\lambda_d = (0,7 \dots 1) \frac{t_{h2}}{12k_{c1} \cdot \delta_{ck}}, \quad (4.62)$$

või vastavalt [61] käsitlusele

$$\lambda_d = 0,03 \frac{b'_m}{\delta_{ck} \cdot k_c \cdot q}, \quad (4.62a)$$

kus t_{h2} on ankrude hamba samm,

k_{c1} – Carteri tegur,

δ_{ck} – mittemagnetilise pilu keskmine paksus.

Selline lihtsus on õigustatud, kuna diferentsiaalpuiste takistuse osakaal kogu puisteinduktiivtakistuses on ainult paar protsenti ning tema mõju generaatori töörežiimi arvutamise tulemustele alla ühe protsendi.

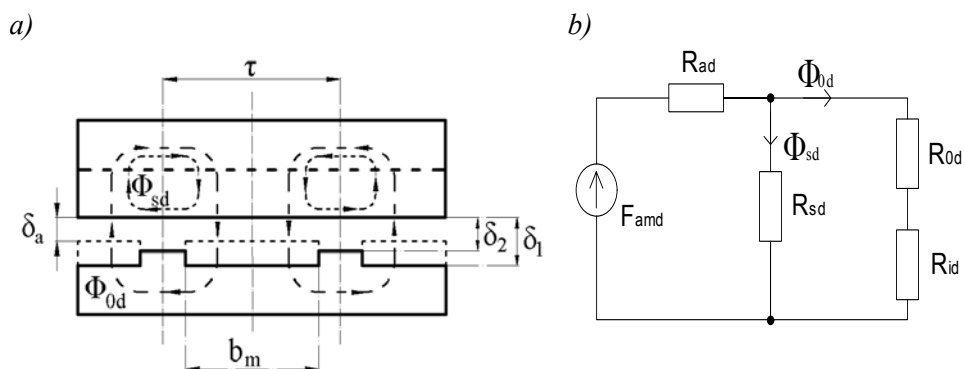
Uurdepuiste induktiivtakistuse ja ankrumähise **lauposade induktiivtakistuse** avaldised ei sõltu õhupilu ja mittemagnetilise pilu paksusest, mille tõttu need suurused võivad olla määratud vahelduvvoolumasinate teoorias kasutatavate üldtuntud võrranditega.

Hambapeade puiste induktiivtakistus x_h on sõltuv mittemagnetilise pilu paksusest, mille tõttu üldtuntud klassikaliste elektrimasinate korral kasutatavates valemites tuleb õhupilu arvutusliku paksuse asemel kasutada mittemagnetilise pilu keskmist paksust δ_{ck} .

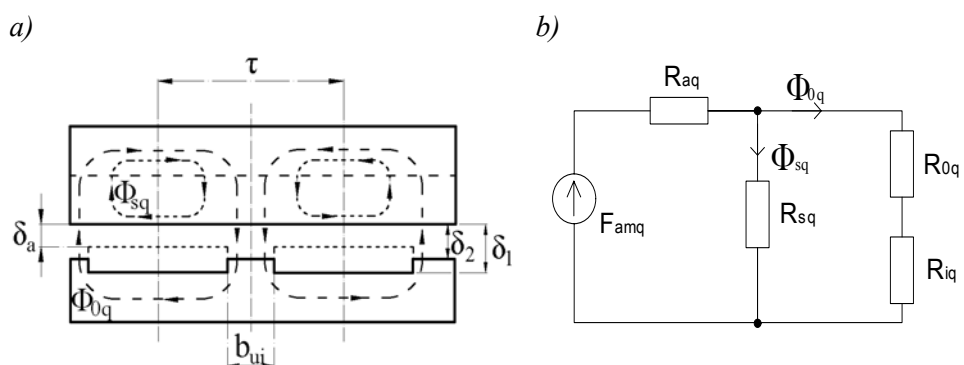
4.7 Ankrureaktsiooni mõju arvestamine PM generaatori magnetväljale inseneriarvutustes ekvivalentsete askeemide meetodil

Sünkroongeneraatorite inseneri- ja projektarvutuste läbiviimisel käsitletakse ankrureaktsiooni toimet eraldi vaadeldavate pikireaktsiooni ja põikireaktsiooni mõjude kaudu [60]. Pikireaktsiooni magnetväli on suunatud piki induktori pooluste telgjoont, nõrgendades või tugevdades summaarset induktori pooluste teljesuunalist magnetvälja vastavalt sellele, kas generaatori koormustakistus on induktiivse või mahtvusliku iseloomuga. Põikireaktsiooni magnetväli on suunatud risti induktori pooluste teljega, moonutades summaarse magnetvälja jaotust õhupilus.

Nagu PM-generaatori primaarmagnetvälja lihtsustatud arvutamisel, nii ka ankrureaktsiooni magnetvälja arvutamisel on võimalik kasutada ekvivalentse koondparameetrilise magnetilise askeemi meetodit. Kuna ankrureaktsiooni magnetvälja ja magnetvoogude jaotust vaadeldakse eraldi piki- ja põikivälja komponentidena, siis tuleb eraldi vaadelda ka piki- ja põikireaktsiooni magnetilisi askeeme (joonis 4.5, 4.6).



Joonis 4.5 Ankru pikireaktsiooni magnetvoogude lihtsustatud jaotus PM generaatori magnetahelas (a) ja vastav magnetahela askeem (b) nende magnetvoogude arvutamiseks



Joonis 4.6 Ankru põikireaktsiooni magnetvoogude lihtsustatud jaotus PM generaatori magnetahelas (a) ja vastav magnetahela askeem nende magnetvoogude arvutamiseks

PM SG iseärasuseks võrreldes tavaliste sünkroongeneraatoritega on see, et PM-generaatorite mittemagnetiline pilu on suhteliselt suur ning võib olla erineva paksusega piki- ja põikireaktsiooni magnetvoogudele.

Joonistel 4.5 ja 4.6 on kujutatud ankrureaktsiooni magnetvoogude jagunemise lihtsustatud mudelid piki- ja põikireaktsiooni väljadele. Neile vastavad lihtsustatud magnetahela aseskeemid piki- ja põikivälja magnetvoogude arvutamiseks.

Selle tõttu, et püsimagneti magnetiline läbitavus erineb vähe õhu magnetilisest läbitavusest, on joonistel 4.5,a ja 4.6,a mittemagnetilise pilu paksus δ_1 püsimagneti kohal arvutatav lihtsa valemiga

$$\delta_1 = \frac{h_m}{\mu_s} + \delta_0, \quad (4.63)$$

kus h_m – on püsimagneti kõrgus,
 μ_s – püsimagneti suhteline magnetiline läbitavus (näite arvutuses 1,043),
 δ_a – õhupilu ühtlane ekvivalentne paksus pooluse kohal, mis on määratav valemiga (3.8).

Võttes näiteks $h_m=5,2$ mm, $\delta_a=2,08$ mm, saame $\delta_1=4,84$ mm, seega $\delta_1/\delta_a=3,4$.

Mittemagnetiline pilu püsimagnetite vahelises piirkonnas δ_2 on määratud joonise 3.2 kohaselt valemiga (4.1)

$$\delta_2 = \delta_q = R_a - R_q. \quad (4.64)$$

Vastavalt kirjanduse andmetele [53, 60] on ankrumähise voolu sõltuvus ajast praktiliselt siinuseline, mille tõttu loetakse ankruvoolu poolt tekitatud magnetomotoorjõu jaotus poolusjaotuse τ ulatuses samuti siinuseliseks amplituudväärtusega

$$F_{am} = 2,7 \frac{k_w \cdot w}{2p} I_f \quad (4.65)$$

kus k_w - mähise tegur;
 w - faasimähise keerdude arv;
 $2p$ - pooluste arv;
 I_f - faasi vool.

Kui mitte arvestada magnetvälja hajuvust mittemagnetilise pilu nurkade tsoonis (mõju saab arvestada konformsete teisenduste meetodil), võime arvutada ankrupikireaktsiooni magnetvoo poolusjaotuse τ ulatuses joonise 4.5,a järgi integraaliga

$$\phi_{ad} = \mu_0 \frac{F_{amd}}{k_{\mu d}} \cdot l_m \left[\frac{2}{k_{c1}} \int_0^{bm/2} \frac{1}{\delta_1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) dx + \frac{2}{k_{c2}} \int_{bm/2}^{\tau/2} \frac{1}{\delta_1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) dx \right], \quad (4.66)$$

kust pärast teisendusi saame pikireaktsioonivoole avaldise

$$\phi_{ad} = \mu_0 \frac{2}{\pi} \frac{F_{amd}}{k_{ci} \cdot k_{\mu d} \delta_1} l_m \tau \cdot k_{\phi d}, \quad (4.67)$$

milles $k_{\phi d}$ on pikireaktsioonivoo tegur

$$k_{\phi d} = \left(1 - \frac{k_{c1} \cdot \delta_1}{k_{c2} \cdot \delta_2}\right) \sin\left(\frac{b_m \pi}{\tau 2}\right) + \frac{k_{c1} \delta_1}{k_{c2} \delta_2}, \quad (4.68)$$

F_{amd} on ankrureaktsiooni magnetmootorjõu pikikomponent

$$F_{amd} = F_{am} \sin \psi, \quad (4.69)$$

ψ – faasinihe primaarvälja elektromootorjõu E_0 ja ankrumähise faasivoolu I_f vahel;

l_m ja τ on vastavalt ankrumagnetahela pikkus ja poolusjaotuse väärtus;

k_{c1} on ankrumagnetahela Carteri tegur mittemagnetilisele pilule δ_{ie} ;

k_{c2} on Carteri tegur pilule δ_2 ;

$k_{\mu d}$ – magnetahela küllastustegur pikireaktsioonile.

Analoogiliselt saame joonise 4.6,a järgi arvutada ankrumagnetahela pöikireaktsiooni magnetvoo poolusjaotuse kohta integraaliga

$$\phi_{aq} = \mu_0 \frac{F_{amq}}{k_{\mu q}} I_m \left[\frac{2}{k_{c2}} \int_0^{b_{ui}/2} \frac{1}{\delta_2} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) dx + \frac{2}{k_{c1}} \int_{b_{ui}/2}^{\tau/2} \frac{1}{\delta_1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) dx \right], \quad (4.70)$$

millest

$$\phi_{aq} = \mu_0 \frac{2}{\pi} \frac{F_{amq}}{k_{c2} k_{\mu q} \delta_2} \tau l_m k_{\phi q} \quad (4.71)$$

Valemis (4.74) F_{amq} on ankrureaktsiooni magnetmootorjõu pöikikomponent

$$F_{amq} = F_{am} \cdot \cos \psi \quad (4.72)$$

$k_{\phi q}$ – pöikireaktsioonivoo tegur

$$k_{\phi q} = \left(1 - \frac{k_{c2} \delta_2}{k_{c1} \delta_1}\right) \cos\left(\frac{b_m \pi}{\tau 2}\right) + \frac{k_{c2} \delta_2}{k_{c1} \delta_1}; \quad (4.73)$$

$k_{\mu q}$ – magnetahela küllastustegur pöikireaktsiooni magnetvoole.

Ankrumagnetvoo koostis koosneb uurdepuistest, diferentsiaalpuistest ja mähise lauposade puistest. Neist kõige suuremaks mõju poolest osutub uurdepuiste. Vastavate puistevoogude ja induktiivtakistuste arvutamine toimub analoogiliselt klassikaliste elektrimasinatele.

4.8 Ankrureaktsiooni magnetvälja hajuvuse mõju arvestamine mittemagnetilises pilus konformsete teisenduste meetodi abil

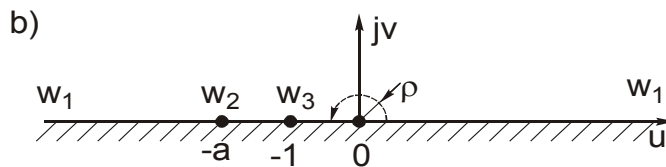
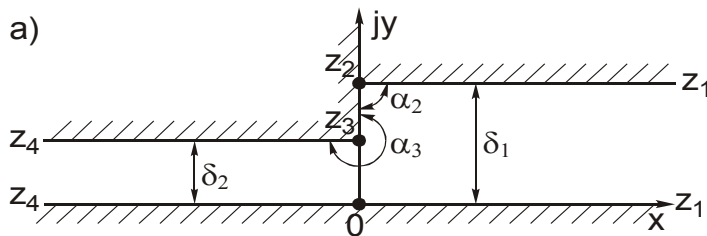
4.8.1 Mittemagnetilise pilu teisendamine ülemisele pooltasapinnale

Ankrureaktsiooni magnetvälja hajuvuse arvestamiseks sellises mittemagnetilises pilus, nagu on toodud joonistel 4.5,a ja 4.6,a, on otstarbekohane kasutada jälle konformsete teisenduste meetodit, teisendades mittemagnetilise pilu ülemisele pooltasapinnale. Meid huvitab eelkõige mittemagnetilise pilu magnetilise juhtivuse jaotuse määramine selle pilu nurkade tsoonis.

Vaatleme mittemagnetilise pilu piirkonda, mis on kujutatud joonisel 4.7, a murtjoonega $z_1 - z_2 - z_3 - z_4 - z_1$. Selle komplekstasapinna $z=x+jy$ teisendamiseks ülemisele pooltasapinnale $w=u+jv$ (joonis 4.7b) seame vastavusse järgmised punktid:

Tabel 4.1. Arvutusmudeli sõlmekoordinaatide konformne teisendamine

| z -komplekstasapind | Sirglõikude suunanurk | Ülemine w -pooltasapind |
|-----------------------|-----------------------|---------------------------|
| $z_1 = \infty$ | $\alpha_1 = 0$ | $w_1 = \pm \infty$ |
| $z_2 = j\delta_1$ | $\alpha_2 = 1/2$ | $w_2 = -a$ |
| $z_3 = j\delta_2$ | $\alpha_3 = 3/2$ | $w_3 = -1$ |
| $z_4 = -\infty$ | $\alpha_4 = 0$ | $w_4 = 0$ |



Joonis 4.7 Mittemagnetilise pilu piirkonna (a) konformne teisendus (b) ülemisele pooltasapinnale

Kasutades toodud komplekstasapindade z_k ja w_k vastavust ja suhteliste nurkade α_k väärtusi z -tasapinnal, saame Kristoffel-Schwarzi integraali abil kirjutada ülemise pooltasapinna w teisenduse valemi z -tasapinnale kujul

$$z = C_1 \int_{w_u}^w (w - w_2)^{\alpha_2 - 1} (w - w_3)^{\alpha_3 - 1} (w - w_u)^{\alpha_4 - 1} dw + C_2 = C_1 \int_{w_u}^w (w + a)^{-1/2} (w + 1)^{1/2} w^{-1} dw + C_2 \quad (4.74)$$

ehk

$$z = C_1 \int \sqrt{\frac{w+1}{w+a}} \frac{dw}{w} + C_2 \quad (4.75)$$

Integreerimiskonstandi leidmiseks kasutame asjaolu, et üleminekul u -telje positiivselt poolteljelt negatiivsele poolteljele punkti $w_4=0$ ümber mööda lõpmata väikest kaart raadiusega ρ ($w=\rho e^{i\varphi}$) muutub funktsioon $z(w)$ $\Delta z_1=j\delta_2$ võrra:

$$\Delta z_1 = j\delta_2 = \lim_{\rho \rightarrow 0} C_1 \int_0^\pi \frac{\sqrt{\rho e^{j\varphi} + 1}}{\sqrt{\rho e^{j\varphi} + a}} \frac{\rho e^{j\varphi} j d\varphi}{\rho e^{j\varphi}} = C_1 j \frac{\pi}{\sqrt{a}}, \quad (4.76)$$

kust
$$C_1 = \delta_2 \frac{\sqrt{a}}{\pi}. \quad (4.77)$$

Minnes u -telje positiivselt osalt üle negatiivsele osale ümber punkti $w_4=0$ mööda lõpmata suurt kaart ρ , muutub funktsioon $z(w)$ vastavalt $\Delta z_2=j\delta_1$ võrra:

$$\Delta z_2 = j\delta_1 = \lim_{\sigma \rightarrow \infty} C_1 \int_0^\pi \frac{\sqrt{\rho e^{j\varphi} + 1}}{\sqrt{\rho e^{j\varphi} + a}} \frac{\rho e^{j\varphi} j d\varphi}{\rho e^{j\varphi}} = C_1 j \pi, \quad (4.78)$$

kust saame avaldada
$$C_1 = \delta_1 \frac{1}{\pi}. \quad (4.79)$$

Valemite (4.78) ja (4.79) avaldiste võrdsusest saame arvutada parameetri a

väärtuse
$$\alpha = \left(\frac{\delta_1}{\delta_2} \right)^2. \quad (4.80)$$

Integreerimiskonstandi C_2 määramiseks võtame valemis (4.77) integraali alumiseks rajaks $w_k=w_3=-1$.

Kui ka ülemine rada võrdsustada $w=w_3$ -ga, saame $z=0+j\delta_2=C_2$, kust

$$C_2 = j \delta_2. \quad (4.81)$$

Selle tulemusena valem (4.77) omandab kuju

$$z = \frac{\delta_1}{\pi} \int_{w_k}^w \sqrt{\frac{w+1}{w+a}} \frac{dw}{w} + j\delta_2. \quad (4.82)$$

Viies läbi integreerimise, saame teisendusfunktsioonile kuju

$$z = \frac{\delta_1}{\pi} \left[\ln \frac{\sqrt{w+a} + \sqrt{w+1}}{\sqrt{w+a} - \sqrt{w+1}} - \frac{1}{a} \ln \frac{\sqrt{a(w+1)} + \sqrt{w+a}}{\sqrt{a(w+1)} - \sqrt{w+a}} \right] + j\delta_2 \quad (4.83)$$

Kuna meid huvitab ainult magnetvälja jaotus ankrupinnal, kus $z=x$ ($y=0$) ja $w=u$ ($v=0$), siis avaldame siit vastava seose koordinaatide x ja u vahel

$$x = \frac{\delta_1}{\pi} \left[\ln \frac{\sqrt{u+a} + \sqrt{u+1}}{\sqrt{u+a} - \sqrt{u+1}} - \frac{1}{a} \ln \frac{\sqrt{a(u+1)} + \sqrt{u+a}}{\sqrt{a(u+1)} - \sqrt{u+a}} \right]. \quad (4.84)$$

4.8.2 Mittemagnetilise pilu erijuhtivuse jagunemine piki pilu

Mittemagnetilise pilu erijuhtivuse jaotuse leidmiseks piki mittemagnetilist pilu ankrupinnal eeldame, et ankrupinnal on konstantne magnetiline potentsiaal väärtusega $U_m=1,0$, aga teiste mittemagnetilise pilu piirpindade magnetiline

potentsiaal on väärtusega 0. Sellele vastab ka sama skaalarpotentsiaali väärtus u -teljel vahemikus $u_l=0$ kuni punktini u_τ , mis vastab poolusjaotusele τ z -tasapinnas.

Sel juhul saame Schwarzi integraali kasutades [42] abil leida magnetvälja komplekspotentsiaali ülemises pooltasapinnas

$$W(w) = \frac{1}{\pi} \int_0^{u_\tau} \frac{U_m \cdot d\xi}{\xi - w} + K = \frac{U_m}{\pi} \ln \left(\frac{w - u_\tau}{w} \right) + K, \quad (4.85)$$

kus K on integreerimiskonstant.

Vektorpotentsiaali abil esitame magnetväljatiheduse vektorile w -tasapinnas

$$\bar{B}_w = -\mu_0 \left(\frac{d\bar{W}}{dw} \right) = -j\mu_0 \frac{U_m}{\pi} \left(\frac{1}{w - u_\tau} - \frac{1}{w} \right), \quad (4.86)$$

kus \bar{w} on ülemise komplekstatasapinna w -koordinaadi kaaskompleksarv ($\bar{w} = u - jv$).

Magnetväljatiheduse vektor \bar{B}_z z -tasapinnas avaldub sel juhul valemiga

$$\bar{B}_z = \bar{B}_w \left(\frac{d\bar{w}}{dz} \right) = -j\mu_0 \frac{U_m}{\delta_1} \sqrt{\frac{\bar{w} + a}{\bar{w} + 1}} \cdot \left(\frac{1}{\frac{\bar{w}}{u_\tau} - 1} \right). \quad (4.87)$$

Kui siinjuures lugeda $z_\tau = \tau = 27,15$ mm, siis valemi (4.84) põhjal on $u_\tau = 17,2 \cdot 10^6$. Seega võime sulgavalduse valemis (4.87) võtta võrdseks ühega, mille järgi magnetväljatiheduse vektor z -tasapinna nurkade tsoonis avaldub lihtsa valemiga

$$\bar{B}_z = j\mu_0 \frac{U_m}{\delta_1} \sqrt{\frac{\bar{w} + a}{\bar{w} + 1}}. \quad (4.88)$$

Võttes võrrandis (4.88) $\bar{w} = u$, kusjuures $u > 0$, millele vastab mittemagnetilise pilu koordinaat x ankrupinnal, saame magnetvälja tihedusele ankrupinnal avaldise

$$\bar{B}_y = j\mu_0 \frac{U_m}{\delta_1} \sqrt{\frac{u + a}{u + 1}}. \quad (4.89)$$

Võttes $U_m = 1$, saame mittemagnetilise pilu erijuhtivuse $\lambda(u)$ avalduse ankrureaktsiooni väljatiheduse arvutamiseks

$$\lambda(u) = \frac{\mu_0}{\delta_1} \sqrt{\frac{u + a}{u + 1}} \quad (4.90)$$

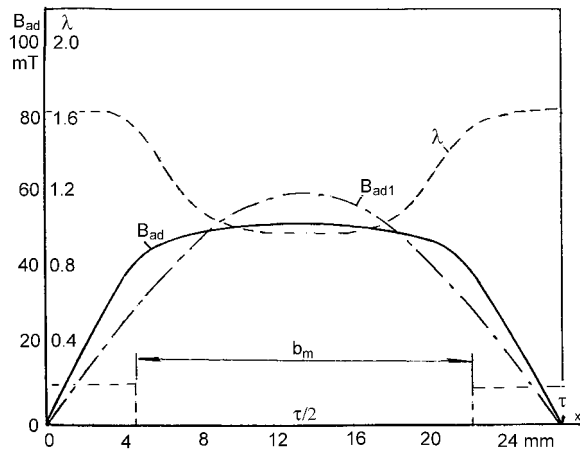
Eeldusel, et ankrureaktsiooni magnetomotoorjõu piki- ja põikikomponendid on siinuselised, võime ankrureaktsiooni magnetväljatiheduse piki- ja põikikomponentide jaotuse ankrupinnal leida valemiga (kaugust x lugeda pooluse teljest):

$$B_{ad}(x) = \frac{F_{adm}}{k_{\mu d}} \cdot \frac{\mu_0}{\delta_1} \sqrt{\frac{u+a}{u+1}} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \quad (4.91)$$

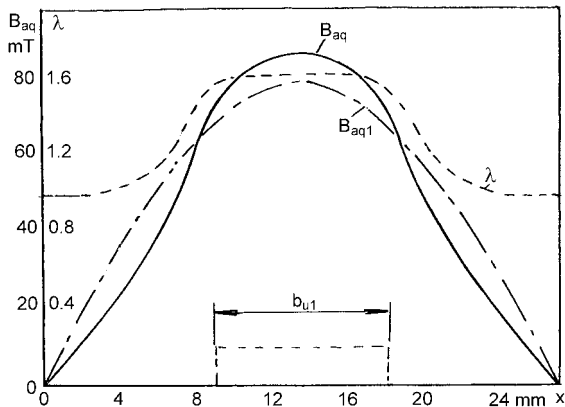
ja

$$B_{aq}(x) = \frac{F_{aqm}}{k_{\mu q}} \cdot \frac{\mu_0}{\delta_1} \sqrt{\frac{u+a}{u+1}} \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right). \quad (4.92)$$

Joonistel 4.8 ja 4.9 esitatakse arvutustulemused ankrureaktsiooni magnetväljatiheduse piki- ja põikikomponentidele B_{ad} ja B_{aq} , kui $F_{am}=290$ A ja nurk $\psi=0,80$ radiaani.



Joonis 4.8 Arvutuslik ankrureaktsiooni magnetväljatiheduse pikikomponendi B_{ad} jaotus ankrupinnal



Joonis 4.9 Arvutuslik ankrureaktsiooni magnetväljatiheduse põikikomponendi B_{aq} jaotus ankrupinnal

Punktiirjoontega on joonistel toodud valemi (4.90) järgi arvutatud mittemagnetilise pilu suhtelise erijuhtivuse graafikud. Pideva joonega on toodud magnetväljatiheduse B_{ad} ja B_{aq} graafikud ning kriips-punkt-kriipsjoonega põhiharmoonikute B_{ad1} ja B_{aq1} graafikud.

5 MAGNETVÄLJA OTSAEFEKTIDE MÕJU ARVESTAMINE

5.1 Otsaefektide mõju PMSG primaar- ja sekundaarmagnetväljale

Generaatori magnetahela lõplikust pikkusest tingitud otsaefektid seisnevad teatavasti magnetvälja muutumises õhupilus aksiaalsuunas magnetahela otste tsoonis ja magnetvälja osalises väljatungimises õhupilust magnetahela otstel. Elektrimasinate teoorias võetakse otsaefektide mõju masina magnetvoo suurusele arvesse nn magnetahela arvutusliku pikkuse mõiste sisseviimisega [60]. Viimane arvutatakse valemiga

$$L_{ma} = L_m + \beta\delta, \quad (5.1)$$

kus L_m on magnetahela tegelik pikkus;

δ – õhupilu paksus;

β – tegur, mis arvestab otsaefektide mõju.

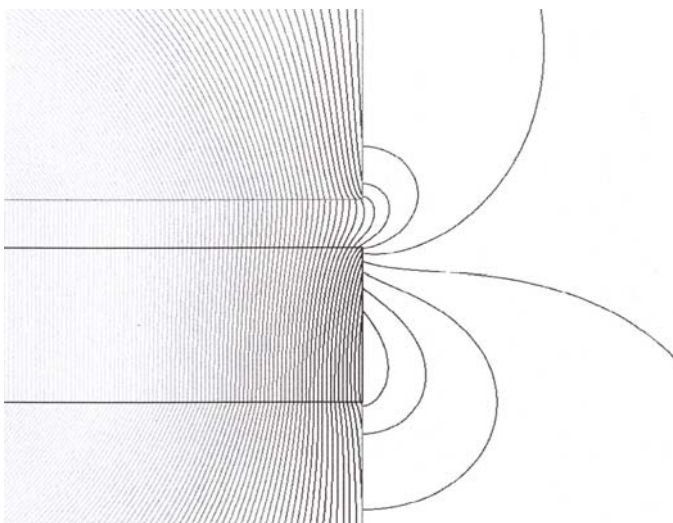
Otsaefektide mõju arvestav tegur β leitakse elektrimasinate teoorias konformsete teisenduste meetodil ja selle suurus võetakse tavaliselt ligikaudu võrdseks $\beta=2$. Selline otsaefektide arvestustegur on kasutatav tavaliste elektrimasinate puhul, kus õhupilu piirpinnad nii ankru kui induktori poolt on ferromagnetilise iseloomuga.

Püsimagnetitega elektrimasinate korral, kus mittemagnetiline pilu on induktori ikke pinnal paiknevate magnetite paksuse arvel õhupilust oluliselt suurem, on otsaefektide teguri β väärtus oluliselt erinev klassikaliste elektrimasinate korral kasutatavast tegurist $\beta=2$. Lisaks sellele on otsaefektide mõju arvestava teguri väärtus erinev primaarväljale ja sekundaarväljale. Paraku puudub seni nende tegurite inseneriarvutuste metoodika. Selle tõttu täpsustame käesolevas peatükis püsimagnetitega generaatorites otsaefektide mõju, kasutades konformsete teisenduste meetodit.

5.2 PM generaatori mittemagnetilise pilu otsatsooni konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale

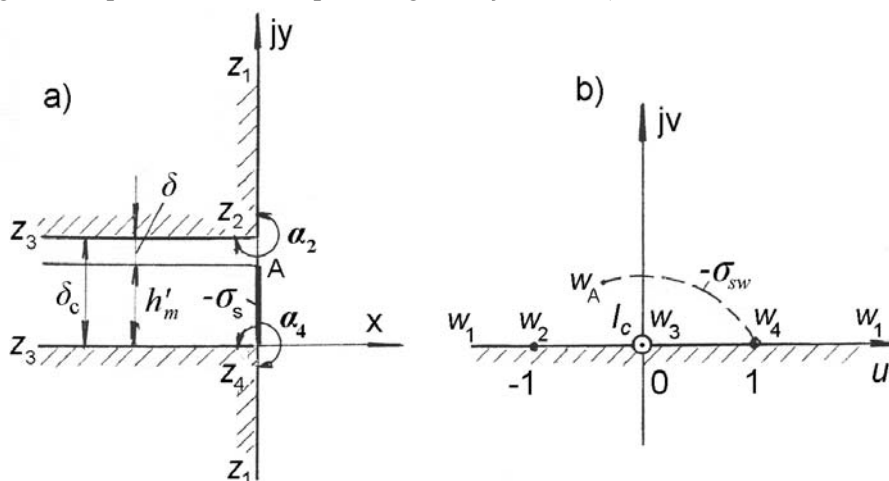
Joonisel 5.1 on toodud püsimagnetitega sünkroongeneraatori primaarmagnetvälja jaotus generaatori õhupilu otsatsoonis, mis on saadud magnetvälja modelleerimisega programmi Maxwell abil. Nagu nähtub toodud väljapildist, väljendub püsimagnetite kasutamisel otsaefektide mõju primaarväljale ankru magnetahela otsatsoonis täiendavate aksiaalsuunas ahelduvate magnetvälja jõujoonte ilmnemises.

Selle tulemusena suureneb teatud määral primaarvälja resulteeruv magnetvoog, mis aheldub ankru magnetahelaga ja mõjutab ankrumähises poolides indutseeritud elektromotoorjõu väärtust. Lisaks sellele aheldub osa püsimagnetite poolt tekitatud primaarmagnetvälja jõujoontest täiendavalt induktori magnetahelaga, väljendades otsaefektide toimel lisapuistevälja avaldumist.



Joonis 5.1 Püsिमagneti magnetvälja jaotus PM generaatori õhupilu otsa juures

Püsिमagnetite poolt tekitatava primaarmagnetvälja otsaefekti uurimiseks kasutatakse käesolevas töös sellist mudelit, kus generaatori otsatsoonis ankrude ja induktori magnetahela vahel mitteragnetilises summaarses pilus kogupaksusega δ_c asub lisaks tegelikule õhupilule paksusega δ ka magnetit asendav täiendav mitteragnetiline pilu ekvivalentse paksusega h'_m (joonis 5.2).



Joonis 5.2 Induktori- ja ankruvahelise mitteragnetilise pilu konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale

Mitteragnetilise pilu paksus δ_c on määratud samuti nagu käesoleva töö punktis 3.2. Taandatud kõrgusega h'_m püsिमagneti tsoon on joonisel 5.2a märgitud joonega $z_4-A-z_3-z_4$. Püsिमagneti magnetomotoorne jõud on jällegi arvestatud pindvooludega σ_s püsिमagneti otstel, kusjuures σ_s on määratud eespool toodud valemiga (2.17).

Püsimagneti parempoolse otsa vool joontihedusega $-\sigma_s$ asub joonel $z_4=A$. Püsimagneti teise otsa vool, mis paikneb vasakul (joonisel pole näidatud), olgu jällegi vaadeldav koondvooluna $I_c=F_c$.

Konformsel teisendamisel joonisele 5.2,a esitatud generaatori õhupilu otsatsoonile vastav ülemine pooltasapind on toodud joonisel 5.2,b, kus punktiirjoonega on näidatud püsimagneti otsale vastava joonvoolu jälg w_4-w_A . Joonisel 5.2,a toodud mittemagnetilise pilu piirkonna hulknurga kujul paiknevate tippude koordinaate tähistame z_k -ga ja nende juures olevaid sirglõikudevahelisi nurki vastavalt suurustega $\alpha_k\pi$. Hulknurga z_k -tippudele vastavaid koordinaate w -tasapinnal tähistame vastavalt w_k -ga. Üleminekul saame järgmise koordinaatide vastavustabeli konformse teisenduse valemi koostamiseks:

Tabel 5.1. Õhupilu otsatsooni koordinaatide konformne teisendamine

| | | |
|---------------------|------------------|-------------------|
| $z_1 = \pm j\infty$ | $\alpha_1 = -1$ | $w_1 = \pm\infty$ |
| $z_2 = j\delta_c$ | $\alpha_2 = 3/2$ | $w_2 = -1$ |
| $z_3 = -\infty$ | $\alpha_3 = 0$ | $w_3 = 0$ |
| $z_4 = 0$ | $\alpha_4 = 3/2$ | $w_4 = 1$ |

Vastavalt toodud tabelile saab Kristoffel-Schwarzi integraali [42, 43] kirjutada kujul

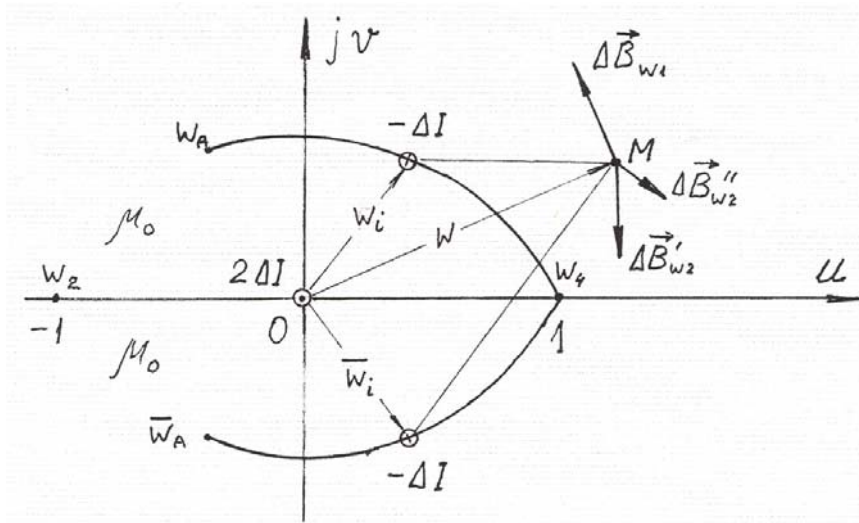
$$\begin{aligned} z &= C_1 \int_{w_0}^w (w-w_2)^{\alpha_2-1} (w-w_3)^{\alpha_3-1} (w-w_4)^{\alpha_4-1} dw + C_2 = \\ &= C_1 \int_{w_0}^w \sqrt{w^2-1} \frac{dw}{w} + C_2 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Valemi (5.2) integreerimisel saame konformse teisenduse valemile kuju

$$z = -\frac{\delta_c}{\pi} \left[\sqrt{1-w^2} + \ln \frac{\sqrt{1-w} - \sqrt{1+w}}{\sqrt{1-w} + \sqrt{1+w}} \right] + j\delta_c. \quad (5.3)$$

5.3 Primaarmagnetväljatiheduse jaotus ülemisel w -pooltasapinnal

Joonisel 5.2,b on toodud konformse teisendusega saadud magnetvälja tekitav voolude jaotus ülemisel pooltasapinnal. Selleks on jaotatud vool punktiirjoonega tähistatud kõveral w_4-w_A ja koondvool $I=I_c$ punktis $w=0$. Kuna alumise pooltasapinna magnetiline läbitavus $\mu=\infty$, siis saame peegelkujutiste meetodi [41] abil magnetvälja arvutamiseks w -tasapinnal arvutusmudeli, mis on toodud joonisel 5.3. Sellele arvutusmudelil on lisaks jaotatud voolule kõveral w_4-w_A veel alumisele pooltasapinnale peegeldunud vool kõveral $w_4-\bar{w}_A$ ning kahekordne koondvool $I_1=2I_c$ punktis $w=0$.



Joonis 5.3 Magnetvälja arvutamise mudel w -tasapinnal

Vastavalt Bio-Savarti seadusele, tekitab vool I_1 w -tasapinna punktis M magnetväljatiheduse vektori

$$\vec{B}_{w1} = j\mu_0 \frac{I_1}{2\pi} \frac{1}{\bar{w}}, \quad (5.4)$$

kus $\bar{w} = u - jv$.

Jaotatud voolude poolt tekitatud magnetvälja leidmiseks esitame need voolud jällegi nn vooluelementide summana

$$I = \sum_{i=1}^n \Delta I_i; \quad (5.5)$$

kus $\Delta I_i = I/n$,

n on vooluelementide arv.

Vooluelement $\Delta I_i = \Delta I$, mis paikneb w -tasapinnal punktis $w_i = u_i + jv_i$ (joonis 5.3), tekitab vaatluspunktis M väljatiheduse vektori elemendi

$$\Delta \vec{B}'_{w_2} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} \frac{1}{(\bar{w} - \bar{w}_i)}. \quad (5.6)$$

Vooluelement ΔI punktis $\bar{w}_i = u_i - jv_i$ tekitab vaatluspunktis M väljatiheduse vektori elemendi

$$\Delta \vec{B}''_{w_2} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} \frac{1}{(\bar{w} - w_i)}. \quad (5.7)$$

Liites võrrandid (5.6) ja (5.7), saame püsिमagneti parempoolse otsa vooluelementidest tekitatud magnetväljatiheduse vektorile avaldise

$$\begin{aligned}\Delta\vec{B}_{w_2} &= \Delta\vec{B}'_{w_2} + \Delta\vec{B}''_{w_2} = -j\mu_0 \frac{\Delta I}{2\pi} \left(\frac{1}{(\bar{w} - \bar{w}_i)} + \frac{1}{\bar{w} - w_i} \right) = \\ &= -j\mu_0 \frac{\Delta I}{\pi} \frac{(w - u_i)}{(\bar{w} - u_i)^2 + v_i^2}.\end{aligned}\quad (5.8)$$

Kogu volukatte voolu $I = \sum_{i=1}^n \Delta I_i$ poolt tekitatud magnetväljatiheduse vektori leidmiseks tuleks avaldis (5.8) integreerida üle kogu volukatte koordinaatide u_i ja v_i . See on äärmiselt tülikas ja annab magnetväljatiheduse vektorile praktilisteks inseneriarvutusteks liiga keerulised avaldused. Selle tõttu kasutame lihtsamat võtet, summeerides kõigi vooluelementide poolt tekitatud magnetväljatiheduse vektorid

$$\vec{B}_{w_2} = -j\mu_0 \frac{I}{\pi n} \sum_{i=1}^n \frac{(\bar{w} - u_i)}{(\bar{w} - u_i)^2 + v_i^2}.\quad (5.9)$$

Liites avaldisele (5.9) ka püsिमagneti vasakpoolse volukatte poolt tekitatud magnetväljatiheduse vektori, saamegi w -pooltasapinnal kogu püsिमagneti poolt tekitatud magnetväljatiheduse vektori võrrandi üldkujul

$$\vec{B}_w = j\mu_0 \frac{I}{\pi} \left[\frac{1}{\bar{w}} - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(\bar{w} - u_i)}{(\bar{w} - u_i)^2 + v_i^2} \right].\quad (5.10)$$

5.4 Primaarmagnetväljatiheduse jaotuse määramine z -tasapinnal

Võttes aluseks avaldise (5.10) kohaselt määratud magnetväljatiheduse vektori w -pooltasapinnal, saame sama suuruse z -tasapinnal määrata teisendusfunktsiooni (täpsemalt teisendusfunktsiooni tuletise) kaudu

$$\vec{B}_z = \vec{B}_w \left(\frac{d\bar{w}}{dz} \right),\quad (5.11)$$

kus vastavalt võrrandile (5.3)

$$\left(\frac{d\bar{w}}{dz} \right) = -j \frac{\pi}{\delta_c} \frac{\bar{w}}{\sqrt{\bar{w}^2 - 1}}.\quad (5.11,a)$$

Asetades võrrandi (5.11,a) eelmisse valemisse, saame magnetväljatiheduse vektorile z -tasapinnas vastava valemi

$$\begin{aligned}\vec{B}_z &= j\mu_0 \frac{I}{\pi} \left[\frac{1}{\bar{w}} - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(\bar{w} - u_i)}{(\bar{w} - u_i)^2 + v_i^2} \right] \left(-j \frac{\pi}{\delta_c} \frac{\bar{w}}{\sqrt{\bar{w}^2 - 1}} \right) = \\ &= B_a \frac{1}{\sqrt{\bar{w}^2 - 1}} \left[1 - \frac{\bar{w}}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(\bar{w} - u_i)}{(\bar{w} - u_i)^2 + v_i^2} \right],\end{aligned}\quad (5.12)$$

kus B_a on nn arvutuslik väljatihedus, mis võrdub magnetväljatihedusega mitte-magnetilises pilus, kus otsaefektid puuduvad või kus vaatluspunkt on küllalt kaugel õhupilu otsast

$$B_a = \mu_0 \frac{I}{\delta_c} = \mu_0 \frac{F_c}{\delta_c}. \quad (5.13)$$

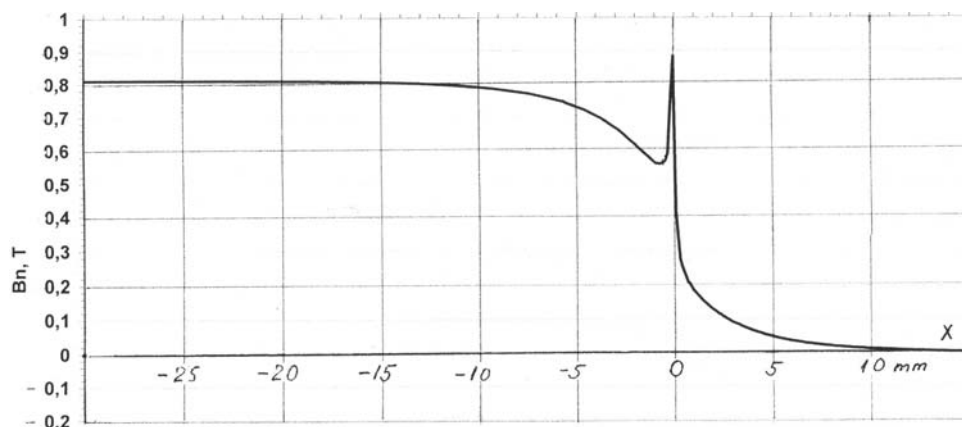
Magnetahela ferromagnetilise pinna punktides on $v=0$, seega $w=u$, mille tõttu magnetväljatiheduse vektor asendub vastava skalaarse suurusega, mis arvuliselt võrdub magnetväljatiheduse normaalkomponendiga:

$$B_z = B_n = B_a \frac{1}{\sqrt{u^2 - 1}} \left[1 - \frac{u}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(u - u_i)}{(u - u_i)^2 + v_i^2} \right] \quad (5.14)$$

5.5 PM induktori korrigeeritud magnetvoo määramine

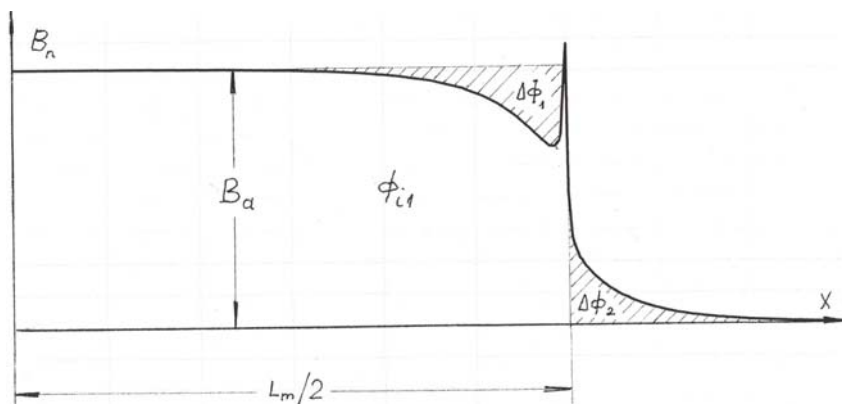
Vaatleme alguses induktori ühe poole magnetvoo avaldist, mis läbib õhupilu. Poolt induktori pikkust (aksiaalsuunas) tähistame $L_m/2$. Magnetvoogu arvestame õhupilu pikkusühiku kohta, mis on risti vaadeldava z -tasapinnaga.

Joonisel 5.4 on toodud magnetväljatiheduse normaalkomponendi B_n jaotus ankrü magnetahela sisepinnal ($x \leq 0$) ja selle pikendusel ($x > 0$). Toodud kõver $B_n(x)$ on saadud magnetvälja modelleerimisel Maxwelli programmiga eelpoolkirjeldatud katsemaketile, mille õhupilu $\delta=3,2$ mm ja püsimagneti kõrgus on 10,4 mm.



Joonis 5.4 Primaarmagnetvälja tiheduse normaalkomponendi B_n jaotus aksiaalsuunaliselt ankrü magnetahela sisepinnal ja selle pinna mõttelisel pikendusel

Samasuguse kõvera saame arvutada ankrü magnetahela pinnal valemi (5.14) abil ja väljaspool ankrü pinda valemiga (5.12). Nagu näeme, väheneb magnetväljatihedus B_n lähenemisel õhupilu otsale, õhupilu otsa kohal suureneb uuesti nn teraviku efekti tõttu ja seejärel väheneb kiiresti nullini õhupilu otsa taga.



Joonis 5.5 Induktoriga magnetvoo jagunemine aksiaalsuunas ja selle komponendid

Induktoriga magnetvoo arvutamiseks esitame selle magnetvoo kolme komponendi algebralise summana (joonis 5.5)

$$\Phi_i = \Phi_{i1} - \Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2, \quad (5.15)$$

milles Φ_{i1} on võrdne magnetvooga läbi õhupilu poole pikkuse otsaefektide puudumisel

$$\Phi_{i1} = B_a \frac{L_m}{2}, \quad (5.16)$$

$\Delta\Phi_1$ on otsaefektist tingitud magnetvoo vähenemine ankrupinnal õhupilus ankrupinnal ($x \leq 0$) ja $\Delta\Phi_2$ on otsaefektist tingitud täiendav osa magnetvoost, mis sulgub läbi ankrumagnetahela otsapinna.

Arvestades asjaolu, et piirkonnas, kus $x \ll L_m/2$, on magnetväljatihedus $B_n = B_a$, võib otsaefektist tingitud magnetvoo vähenemise väljendada integraaliga

$$\Delta\Phi_1 = \int_{-\infty}^0 (B_a - B_n(x)) /_{y=\delta_c} dx. \quad (5.17)$$

Kuna $B_n(x)$ on avaldatud w -tasapinna koordinaadi u -funktsioonina, siis väljendame u kaudu ka dx . Vastavalt võrrandile (5.11) võime kirjutada

$$dx = \frac{\delta_c}{\pi} \sqrt{u^2 - 1} \frac{du}{u}. \quad (5.18)$$

Asetades avaldused (5.14) ja (5.18) võrrandisse (5.17), saame võrrandile (5.17) järgmise kuju

$$\Delta\Phi_1 = B_a \frac{\delta_c}{\pi} \int_{u=0}^{u=-1} \left[\sqrt{1-u^2} - 1 \right] \frac{1}{u} + \frac{1}{n} \sum_i^n \frac{(u-u_i)}{(u-u_i)^2 + v_i^2} \Big] du, \quad (5.19)$$

kus $x = -\infty$ -le vastab $u=0$ ja $x=0$ -le vastab $u=-1$.

Integreerides võrrandi (5.19), saame

$$\Delta\Phi_1 = B_a \frac{\delta_c}{\pi} \left[-1 + \ln(2) + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \sqrt{\frac{(1+u_i)^2 + v_i^2}{u_i^2 + v_i^2}} \right]. \quad (5.20)$$

Magnetvoog ankrü otsatsoonis läbi ankrü ja õhupilu piirpinna pikendusjoone $\Delta\Phi_2$ on võrdne magnetvooga läbi ankrü magnetahela otspinna. Seega võib selle magnetvoo leida valemiga

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_2 &= \int_{y=\delta_c}^{y=\infty} B_n /_{x=0} dy = \int_{u=-1}^{u=-\infty} B_w /_{v=0} du = \\ &= B_a \frac{\delta_c}{\pi} \int_{-1}^{-\infty} \left[\frac{1}{u} - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(u-u_i)}{(u-u_i)^2 + v_i^2} \right] du \end{aligned} \quad (5.21)$$

Valemi (5.21) integreerimisel saame

$$\Delta\Phi_2 = B_a \frac{\delta_c}{\pi} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \sqrt{(1+u_i)^2 + v_i^2}. \quad (5.22)$$

Liites magnetvoogude avaldised (5.16), (5.20) ja (5.22) ja korrutades tulemuse 2-ga, saame kogu induktori primaarvälja magnetvoo avaldise, mis sulgub ankrü magnetahelasse

$$\Phi_i = 2(\Phi_{i1} - \Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2) = B_a \left\{ L_m + \delta_c \frac{2}{\pi} \left[1 - \ln(2) + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sqrt{u_i^2 + v_i^2} \right] \right\}, \quad (5.23)$$

ehk lühidalt

$$\Phi_i = B_a (L_m + \beta_i \delta_c), \quad (5.24)$$

kus induktori ankrüsse mineva magnetvoo muutmise otsaefektide tegur avaldub:

$$\beta_i = \frac{2}{\pi} \left[1 - \ln(2) + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln \sqrt{u_i^2 + v_i^2} \right]. \quad (5.25)$$

Eelpooltoodud maketi korral ($\delta=3,2$ mm, $h_m=10,4$ mm, $L_m=60$ mm) saame võrrandi (5.25) abil otsaefekti tegurile väärtuse $\beta_i=-0,015$, mille puhul kogu primaarvälja magnetvoo muutumise tegur pikkusel $L_m=60$ mm võrdub

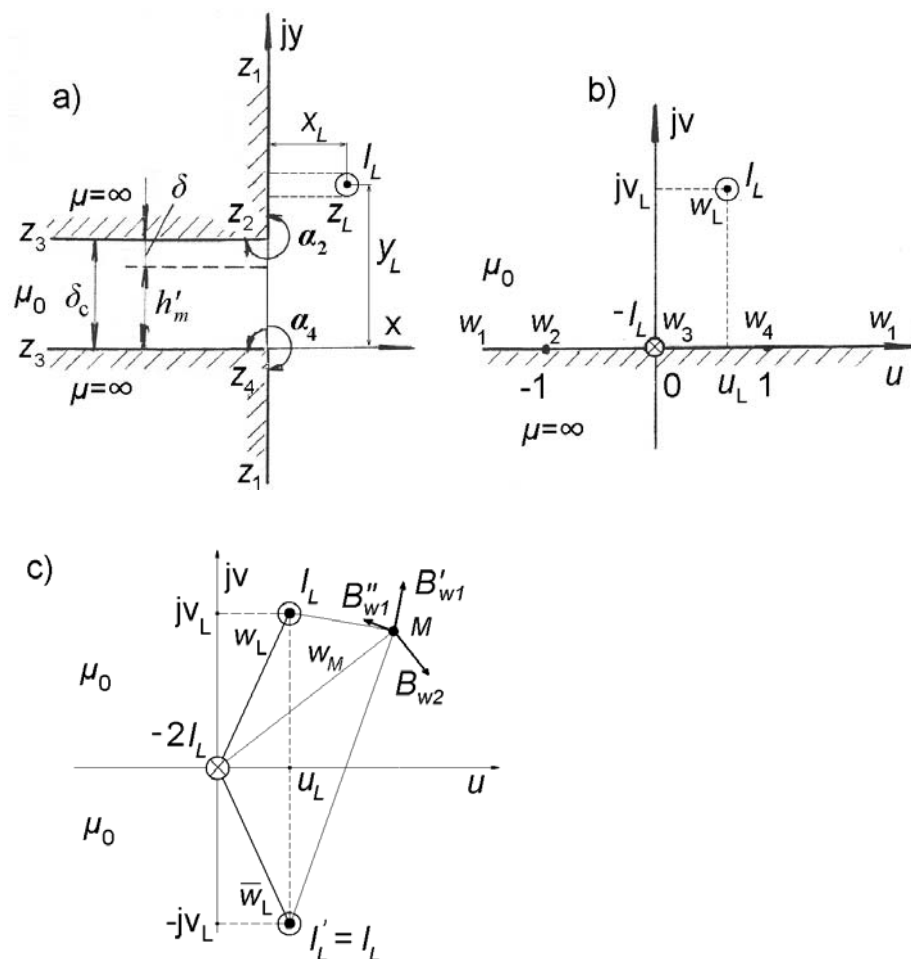
$$k_T = \frac{L_m + \beta_i \delta_c}{L_m} = 0,997.$$

Praktiliselt sama tulemuse andis ka β_i arvutamine magnetvälja modelleerimisega saadud $B_n(x)$ graafikust. See tähendab, et otsaefekti mõju induktori poolt tekitatava primaarvälja magnetvoole on äärmiselt väike ja selle võib PM sünkroongeneraatori arvutustes jätta arvestamata.

Seega võime edaspidi lugeda, et PM generaatori primaarmagnetvälja korral erinevalt tavalistest elektrimasinatest on otsaefekti mõju parandustegur $\beta_i \cong 0$ ja õhupilu arvutusliku pikkuse L_{ma} võib võtta ligikaudu võrdseks õhupilu tegeliku pikkusega L_m .

5.6 Ankrureaktsiooni magnetvälja otsaefekti tegur

Ankrumähise voolude poolt tekitatud sekundaarmagnetvälja jaotuse leidmiseks generaatori mittemagnetilise pilu otsatsoonis kasutame arvutusmudelit, mis on toodud joonisel 5.6.



Joonis 5.6. Ankrumähise lauposa voolu magnetvälja otsaefekte tekitava mõju konformne teisendamine ülemisele pooltasapinnale

Joonisel 5.6,a toodud iseloomulikud punktid vastavad täielikult joonisel 5.2,a toodud punktidele, mille tõttu seos z -tasapinna ja w -tasapinna punktide vahel avaldub mõlemal juhul samasuguse seosega (5.3). Tähistame ankrumähise lauposa tekitavat voolude süsteemi tähistega $\pm I_L$, mis vastavad ankrumähise lauposade vooludele ankrumähise mõlemas otsas. Vaatleme ainult ühte (parempoolset) mittemagnetilise pilu otsatsooni vooluga I_L , mis paikneb joonisel 5.6,a punktis z_L . Kui matemaatilise analüüsi lihtsustamiseks eeldame, et mittemagnetiline pilu ulatub vasakule lõpmata kaugele, siis nn tagasivool $-I_L$ paikneb punktis $z_3 = -\infty$. Kasutades mittemagnetilise pilu z -pinna konformset teisendamist ülemisele pooltasapinnale w

(joonis 5.6,b), paigutuvad need ankrumähise lauposade voolud w -tasapinna vastavatesse punktidesse $w_L = u_L + jv_L$ ja $w_3 = 0$.

Ankrumähise lauposade poolt tekitatava magnetväljatiheduse jaotuse määramiseks ülemisel w -pooltasapinnal on otstarbekas kasutada peegelkujutiste meetodit. Kuna alumise pooltasapinna magnetiline läbitavus on võetud $\mu = \infty$, siis saame peegelkujutiste meetodi [41] abil magnetvälja arvutamiseks w -tasapinnal arvutusmudeli, kus lauposade voolu peegelkujutis on võrdne lauposade tegeliku vooluga $I_L' = I_L$ (joonis 5.6,c). Sellel arvutusmudelil on lisaks lauposade tegelikule ja peegeldunud voolule toimimas ka kahekordne vastassuunaline koondvool $-2I_L$ punktis $w = 0$.

Kasutades Bio-Savarti seadust, saab määrata vastavalt joonisel 5,6,c esitatud mudelile resulteruva magnetväljatiheduse vektori B_w ülemise w -tasapinna vaatluspunktis M , superponeerides kõigi kolme voolu mõjud. Leitud B_w avaldise teisendamise tagasi mittemagnetilise pilu otsasooni z -tasapinnale, saades sealjuures vastavalt z -tasapinna magnetväljatiheduse vektori B_z . Seejärel saab juba arvutada ankrumähise voolu poolt tekitatud magnetvood ja otsaefekti tegurid.

Selline ülesanne on lahendatud töös [62] üldisema arvutusmudeli jaoks, kus induktori ikke ja ankru magnetahelate pikkused olid erinevad ja varieeritavad. Lähtudes tööst [62] võime PM generaatori ankrureaktsiooni magnetvälja otsaefekti kogu ankru magnetvoole väljendada valemiga

$$\beta_a = \frac{2}{\pi} \left(1 - \ln 2 + \ln \sqrt{u_L^2 + v_L^2} \right). \quad (5.26)$$

Kuna seos w -tasapinna ja z -tasapinna koordinaatide vahel $w(z)$ avaldub w -tasapinna punktide leidmiseks transeendentse võrrandiga (5.3), siis on töös [62] otsaefekti tegurile β_a leitud ligikaudne valem ankrumähise lauposa aksiaalvoolu koordinaatide kaudu z -tasapinnal

$$\beta_a \cong a + b \lg(z_u / \delta). \quad (5.27)$$

Käesolevas töös käsitletaval juhul omandab võrrand (5.27) vastavalt kuju

$$\beta_a = 0,93 + 1,45 \lg \left(\sqrt{x_L^2 + (y_L - \delta_c)^2} / \delta_c \right). \quad (5.28)$$

Võrrandis (5.28) x_L ja y_L on ankrumähise lauposade tangentsiaalvoolude keskmised koordinaadid.

Sealjuures võrrandis (5.28) olev oordinaat y_L on määratud seosega

$$y_L = \delta_c + (0,5 \dots 0,7) \cdot h_u, \quad (5.29)$$

kus h_u on ankru uurde kõrgus ning numbrilised kordajad sõltuvad uurde ja ankrumähise lauposade kujust.

Näiteks projekteeritud püsimagnetitega sünkroongeneraatori katsemasina puhul võimsusega 5 kVA on ankrumähise parempoolse lauposa tangentsiaalvoolu keskmised koordinaadid $x = 31$ mm, $y_L = 27,7 \dots 36,7$ mm ja $\delta_c = 6.69$ mm. Sel juhul saame ankrureaktsiooni otsaefekti tegurile β_a väärtused

$$\beta_a=2,02\dots2,10.$$

Saadud β_a väärtustele magnetahela tegeliku pikkuse korral $L_m=240$ mm vastavad magnetahela arvutusliku pikkuse suurenemise tegurid vahemikus

$$k_T = (L_m + \beta_a \delta_c) / L_m = 1,056\dots1,059.$$

Kui magnetahela arvutusliku pikkuse määramiseks ankrureaktsioonivälja seisukohast kasutada elektrimasinate teoorias üldlevinud otsaefekti teguri väärtust $\beta_a=2$, saame magnetahela arvutusliku pikkuse suurenemise tegurile väärtuse $k_T=1,0558$. Seega on tegurite erinevus sõltuvalt valitud β_a väärtusest ainult kuni 0,3%.

Siit järeldub, et PM generaatori ankrureaktsioonivoogude arvutamisel võib inseneriarvutusteks piisava täpsuse saavutada, kui võtta otsaefekti teguri väärtuseks $\beta_a=2$. Sealjuures kasutatakse arvutustes õhupilu reaalse paksuse asemel ekvivalentse mittemagnetilise pilu arvutuslikku paksust δ_c .

6 PM SÜNKROONGENERAATORITE EKSPERIMENTAALNE UURIMINE

6.1 PM sünkroongeneraatori katselise uurimise üldine iseloomustus

Käesolevas töös käsitletava uurimistöö käigus PM SG täpsustatud inseneriarvutuse metoodika väljatöötamise tulemusi hinnati ja nende täpsust kontrolliti PM-prototüüpmasina katselise uuringu käigus. Kuna siinoleva töö peamiseks eesmärgiks on lokaalses tuuleenergeetikas kasutamiseks sobivate väikese või mõõduka võimsusega aeglasekäiguliste otseajamiga PM sünkroongeneraatorite uurimine võimsuste vahemikuks 0,2...30 kVA, siis kavandati PM-katsemasina nimivõimsuseks 5 kVA.

Käesoleva töö peatükkide 2...5 uurimistulemusi kasutades projekteeritud ja valmistatud PM sünkroongeneraatori katseliselt määratud tehnilisi näitajaid ja tööarakteristikuid võrreldi projekt- ja kontrollarvutuse tulemustega ning erinevuste korral analüüsiti lahkuminekute põhjusi. Analüüsi tulemuste alusel koostati korrigeeritud ja täpsustatud arvutusmetoodika uuritava võimsusklassi ja valitud konstruktiivse lahendusega PM generaatorite projekteerimiseks.

Uurimistöö raames projekteeritud ja valmistatud PM SG katsemasina eksperimentaalseks uurimiseks koostati katsestend, kus katsemasin ja veomootor paigaldati ja kinnitati spetsiaalsele alusele. Katseseadmes kasutatud tehnilise lahenduse tulemusena moodustasid PM katsemasin ja veomootor kiilrihmajamiga ühendatud katsemasin-agregaadi, kus veomootor ja generaator kinnitusid teineteise suhtes fikseeritult katsestendi alusplaadile (joonis 6.1).

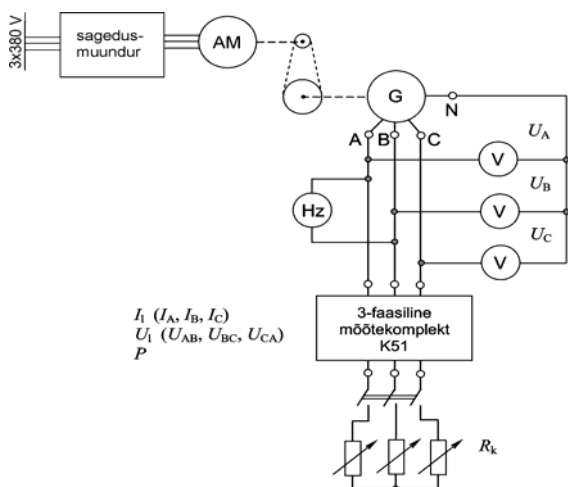


Joonis 6.1 Katseseade PM generaatori uurimiseks

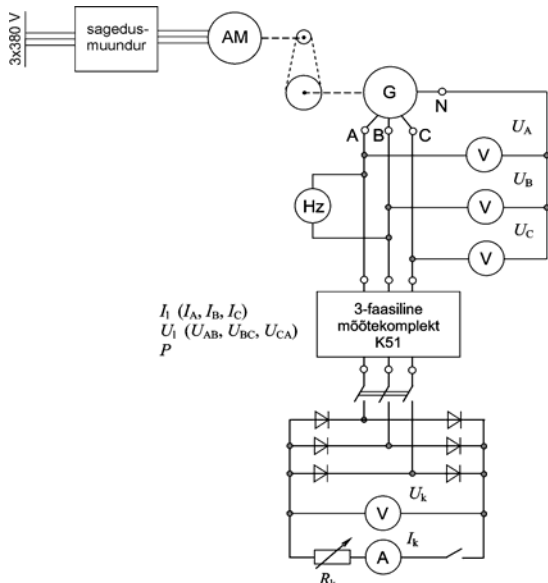
PM generaatori katsetamisel kasutati ajami veomootorina asünkroonmootorit nimivõimsusega 16,5 kW, mille pöörlemiskiirust reguleeriti sagedusmuundusi abil. Aeglustavaks jõuülekandeks kasutati kiilrihmajamit, mis võimaldas vähendada katsemasina võlli pöörlemiskiirust veomootoriga võrreldes 3 korda. See oli vajalik,

kuna PM katsemasina nimikiirus oli kasutatava veomootori kiirusega võrreldes suhteliselt madal.

Katsetatava PM generaatori koormuskatsetes kasutati reguleeritavat resistiivset koormust. Sealjuures koormati ankru (staatori) mähist kas vahetult kolmefaasilise sümmeetrilise resistiivse aktiivkoormusega (joonis 6.2) või kolmefaasilise täisperiodalaldiga, mille koormusahelasse oli lülitatud aktiivkoormus (reostaadid) (joonis 6.3).



Joonis 6.2 Mõõteskeem 3-faasilise sümmeetrilise aktiivkoormuse korral



Joonis 6.3 Mõõteskeem alaldiga aktiivkoormuse korral

Katsete käigus registreeriti PM SG iseloomulikud elektrilised suurused (liini- ja faasipinged, voolud, võimsus, sagedus), samuti koormusvõimsust iseloomustavad suurused (pinged, voolud, võimsus).

Tühijooksu- ja koormuskatsete käigus mõõdeti ankrü hammaste ja ikke magnetvoogu iseloomustavate andurite näidud, mis võimaldas hinnata ankrü magnetahela osade magnetvoo tiheduse ja magnetilise küllastuse taset. Katsemasina voolude ja pingete ning magnetvooandurite signaalide ostsillografeerimiseks kasutati digitaalset ostsilloskoopi Tektronix TPS 2024. Olulistest katsepunktidest salvestati ostsillogrammid seadme mälukaardile ning sisestati hiljem arvutisse, kus toimus nende ostsillogrammide edasine analüüs.

PM katsemasina eksperimentaalsel uurimisel oli olulisel kohal masina erinevate koormusolukordade mõju hindamine masina aktiivosade temperatuuriväljale. Nende katsete käigus võeti üles katsemasina olulisemate osade (mähise, püsimagnetite ja staatori ning rootori magnetahela) temperatuuride jooksvad väärtused ja nende ajaline muutus. See võimaldas esitada katsemasina erinevate oluliste sõlmede soojenemis- ja jahtumiskarakteristikud. Määratud suurused ja seosed iseloomustavad PM katsemasina aktiivosade koormust, jahutustingimusi ja võimalikke töökindluse riske liiga kõrge temperatuuri tõttu. Eriti oluline on maksimaalsete temperatuuride jälgimine mähise isolatsiooni ja püsimagnetite normaalsete temperatuuritingimuste ja sellest tuleneva töökindluse tagamiseks.

Katsetatava PM generaatori mähise keskmise temperatuuri hindamiseks erinevates töörežiimides kasutati mähise takistuse määramist ampermeetri-voltmeetri meetodil, mis on elektrimasinate korral üks standardiseeritud meetoditest [63]. Katsemasina staatori välispinna, otsakilbi välispinna, rootori magnetahela otspinna, püsimagnetite otspinna ja staatori hammaste otspinna temperatuuride mõõtmiseks kasutati kiirgustermomeetrit FLUKE 65. Rootori magnetahela ja püsimagnetite ning staatori hammaste otspinna temperatuure oli võimalik mõõta kiirgustermomeetri abil läbi katsemasina otsakilbis oleva spetsiaalse ava. Staatori välispinna temperatuuri mõõdeti võrdlevalt ka termopaariga ühendatud vastava mõõteriista abil.

Uuriti PM katsemasina primaarse magnetvälja jaotust õhupilus poolusjaotuse ulatuses püsimagneteid kandva rootori (induktori) erinevate asendite korral staatori hammaste suhtes. Samuti uuriti magnetvälja õhupilu pikisuunas ja magnetvoo aksiaalsuunalist väljatungimist õhupilust laupühenduste tsooni. Mõõtmistel kasutati teslameetrit Koshava 4.

6.2 Uuritava PM katsemasina tehnilised näitajad

Tuuleagregaadis nimivõimsusega 5 kVA kasutatava tuulerootori (tiiviku) optimaalne nimipöörlemiskiirus on aerodünaamilistest tingimustest ja tiiviku otsa maksimaalsest lubatavast joonkiirusest lähtuvalt 200...240 p/min ning läbimõõt vastavalt 6,2...7,0 m. Tuuleagregaadi konstruktsiooni korral, kus tuulerootor on ühendatud vahetult PM generaatori võlliga, tuleb seega vastava generaatori nimikiirus valida samuti vahemikus 200...240 p/min. See määrab generaatori pooluspaaride arvu vastavalt generaatori nimisagedusele.

Katsetatava PM generaatori ankrude magnetahela valmistamiseks valiti ankrude plekid siseläbimõõduga $D_c=242$ mm, välisläbimõõduga $D_a=361$ mm, ankrude magnetahela pikkus $L_m=240$ mm ning uurete arvu vastavalt $Z=60$. Katsemasina nimivõimsus kavandati 5 kVA ja nimipinge 400 V ning nimivool vastavalt 7,25 A. Ankrumähise voolutiheduseks valiti algselt ettevaatuse mõttes $J=2,5$ A, et vähendada vaseskadusid ja vastavalt mähise ülekuumenemise ohtu kavandatavate ülekoormuskatsete käigus. Praktilise projekteerimise käigus võiks vastavalt PM generaatori ankrude uurete suurusele ja kujule ning generaatori jahutustingimustele kasutada voolutiheduse väärtusi $J=3,0...4,0$ A/mm² või isegi enam.

Eesmärgiga vähendada induktori pinnale kinnitatud püsomagnetite ja ankrude hammaste vahel tekkivatest ja nende vastastikusest asendist sõltuvatest magnetilistest tõmbejõududest põhjustatud reluktantsmomendi, kasutati ankrul kahekihilist murdmähist. Seades eesmärgiks nimetatud pidurdava reluktantsmomendi võimalikult väikese väärtuse ja samal ajal optimaalse mähisteguri saavutamise, valiti katsemasina pooluspaaride arvaks $p=14$. Seega kujunes ankrude murdmähise seisukohast uurete arv pooluse ja faasi kohta $q=Z/2$ $p_m=0,714$. Kavandades vaadeldava PM generaatori pinget sageduseks $f=50$ Hz, pöörleb selle generaatori induktor vastavalt nimikiirusega $n_n=214,3$ p/min.

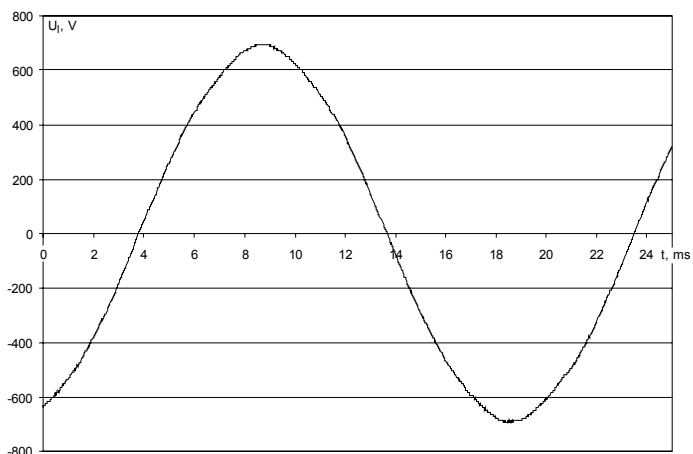
Valitud pooluste arvule ja ankrude siseläbimõõdule vastavalt kujunes katsemasina poolusjaotuse väärtuseks ankrude sisepinnal 27,15 mm. Induktori magnetahela pinnale freesitud pesadesse kinnitati magnetid laiusel 18,5 mm ning paksusega 5,2 mm. Sellise magneti laiuse valikul kujunes pooluse katteteguriks 0,665, mida võib PM-sünkroongeneraatorite korral lugeda optimaalseks.

Katsemasina magnetite kogumass moodustas 5,0 kg. Katsemasina püsomagnetite maksumus moodustas kogu aktiivmaterjalide hinnast 73%, mis iseloomustab nende suhteliselt suurt osakaalu omahinnas ja optimaalse püsomagnetite mõõtmete valiku majanduslikku tähtsust. On võimalik tellida samasuguste tehniliste näitajatega odavamad püsomagnetid näiteks Hiinast, kuid selliste magnetite töökindlus võib olla mõnevõrra madalam ja magnetiliste näitajate hajuvus suurem. Näiteks kui katsemasinas kasutatud Neorem-tüüpi püsomagnetite jääkmagnetvootiheduse hajuvus oli mõõtetulemuste alusel kuni 1,2%, siis analoogiliste Hiinast tellitud magnetite korral ulatus nende parameetrite hajuvus üksikutele magnetitele vastavalt kuni 2,0% tasemeni.

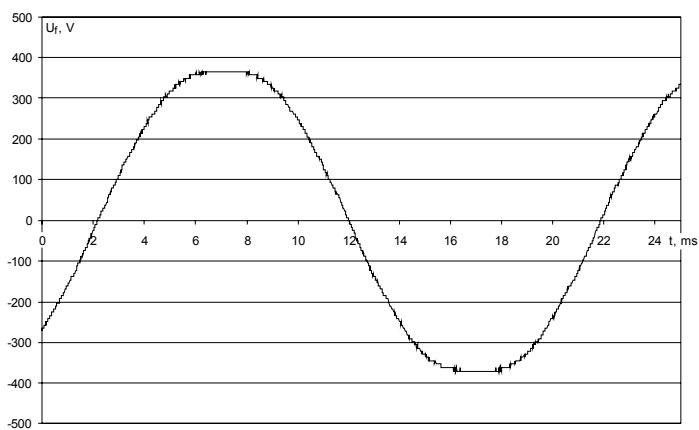
6.3 PM katsemasina eksperimentaalne uurimine ja katsetulemused

PM katsemasina eksperimentaalsel uurimisel viidi läbi seeria katseid erinevate sageduste, koormuste ja temperatuuritingimuste mõju väljaselgitamiseks. Sealjuures olulisemateks olid käesoleva uuringu seisukohast järgmised katsed ja vastavad saadud tulemused:

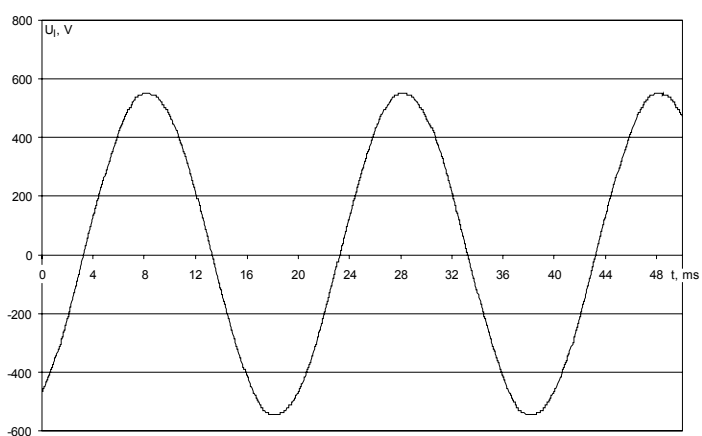
1. Ostsillograferiti PM generaatori liinipinge ja faasipinge sõltuvust ajast generaatori tühijooksul (joonised 6.4 ja 6.5), liinipinge, faasipinge ja faasivoolu sõltuvust ajast sümmeetrilisel aktiivkoormusel (joonised 6.6, 6.7, 6.8) ning liinipinge, faasipinge ja faasivoolu sõltuvust ajast generaatori koormamisel läbi alaldi (joonised 6.9, 6.10, 6.11).



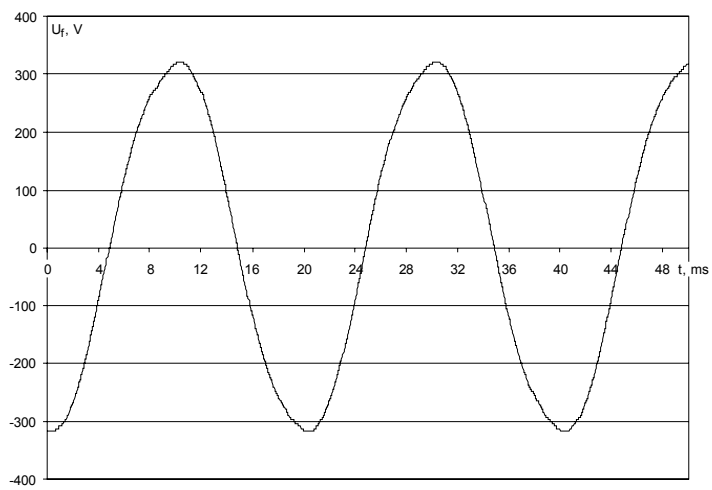
Joonis 6.4 Liinipinge ostsilogramm generaatori tühjooksu korral



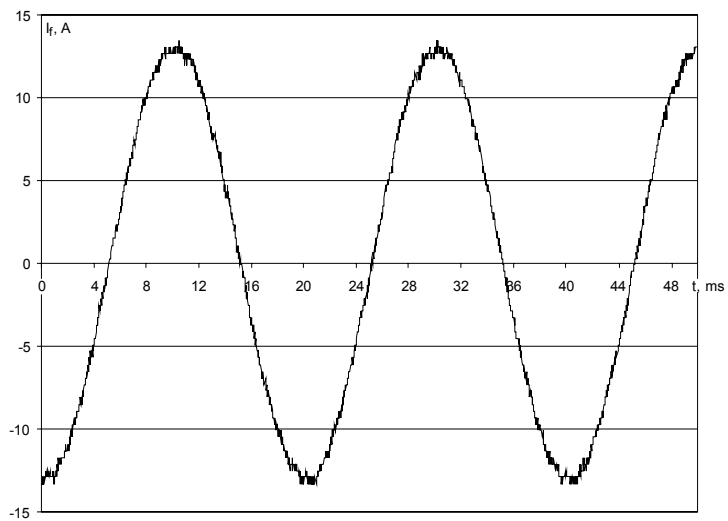
Joonis 6.5. Faasipinge ostsilogramm generaatori tühjooksu korral



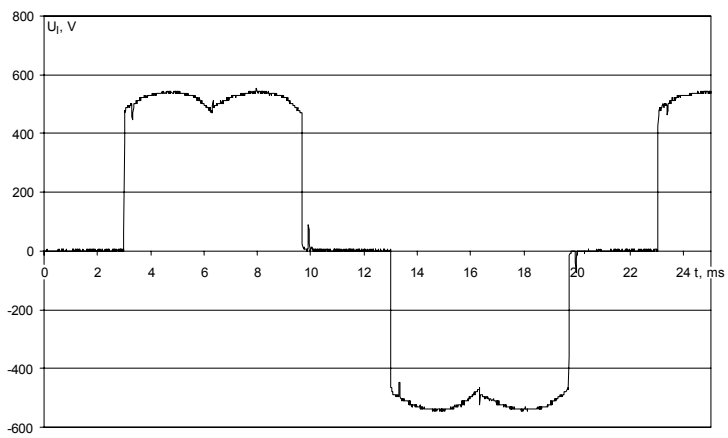
Joonis 6.6 Liinipinge ostsilogramm sümmeetrilise kolmefaasilise aktiivkoormuse korral



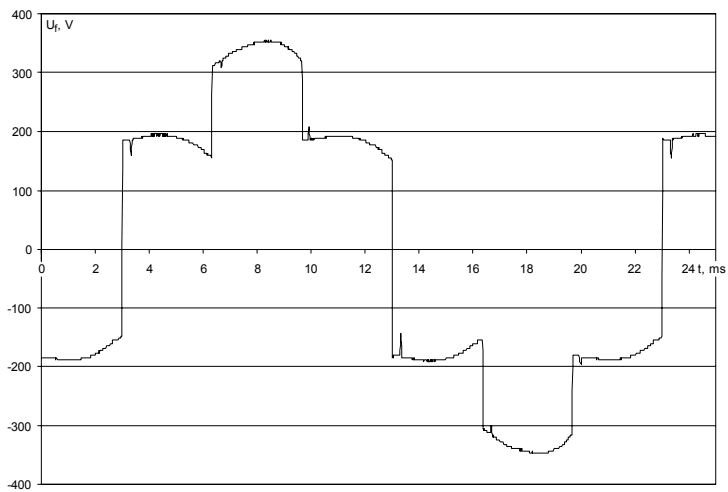
Joonis 6.7 Faasipinge ostsillogramm sümmeetrilise kolmefaasilise aktiivkoormuse korral



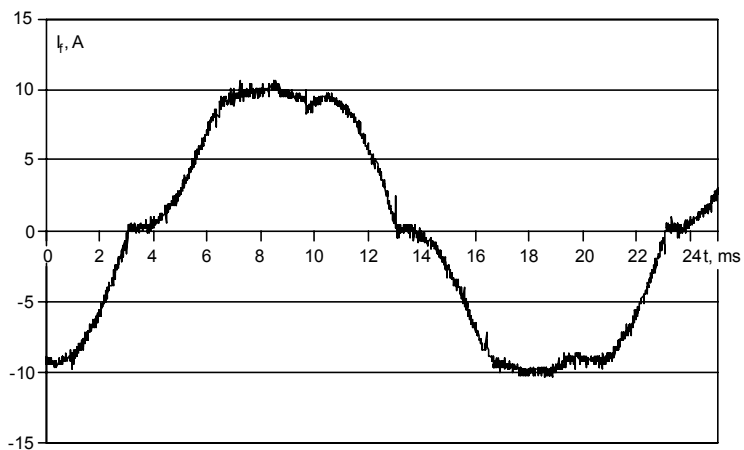
Joonis 6.8 Faasivoolu ostsillogramm sümmeetrilise kolmefaasilise aktiivkoormuse korral



Joonis 6.9 Liinipinge ostsilogramm alaldiga aktiivkoormuse korral

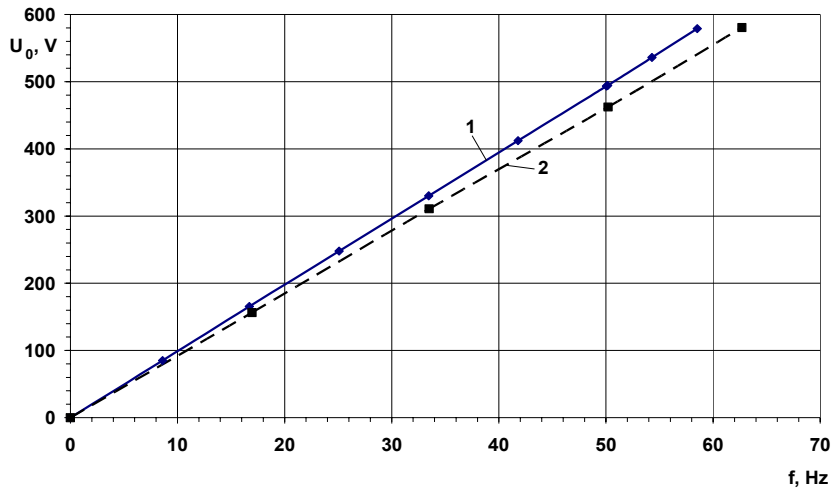


Joonis 6.10 Faasipinge ostsilogramm alaldiga aktiivkoormuse korral



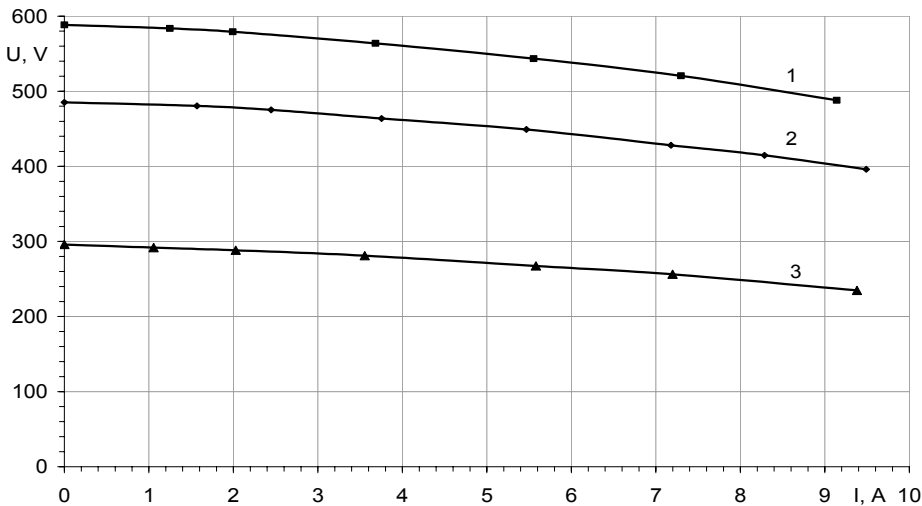
Joonis 6.11 Faasivoolu ostsilogramm alaldiga aktiivkoormuse korral

2. Viidi läbi generaatori tühijooksukatse nii toatemperatuuril 20 °C kui ka koormuskatse järel mähise temperatuuril 94 °C. Sealjuures määrati faasi- ja liinipinge sõltuvused rootori pöörlemiskiirusest ja vastavalt sagedusest. Tühijooksukatse tulemuste alusel mähise töötemperatuuridel vastavalt 20 °C ja 94 °C on joonisel 6.12 esitatud liinipinge sõltuvus sagedusest võrdlevalt mõlemal juhul.



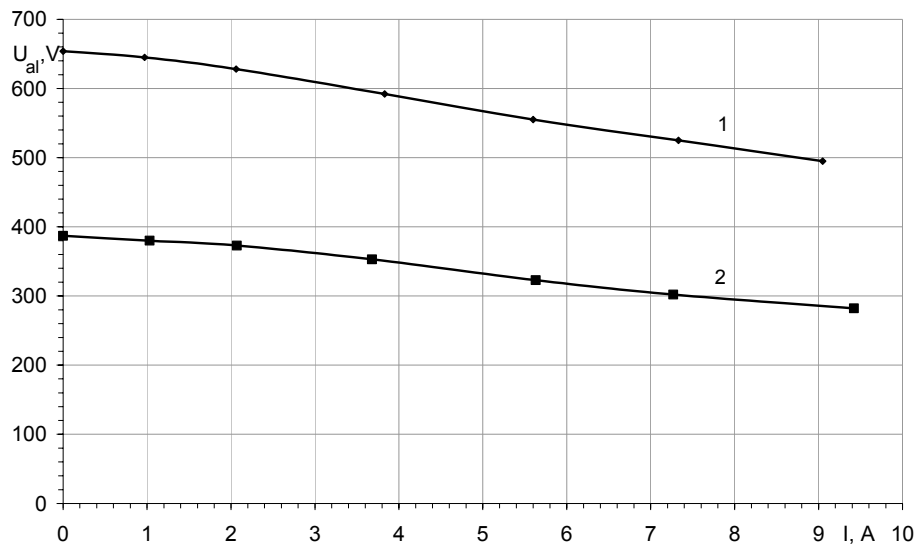
Joonis 6.12 Tühijooksukarakteristikud temperatuuridel 20 °C (1) ja 94 °C (2)

3. Määrati generaatori väliskarakteristikud sagedustel 50 Hz, 60 Hz ja 30 Hz generaatori koormamisel 3-faasilise sümmeetrilise aktiivkoormusega, kasutades joonisel 6.2 toodud mõõteskeemi. Nende katsete tulemused on toodud joonisel 6.13.



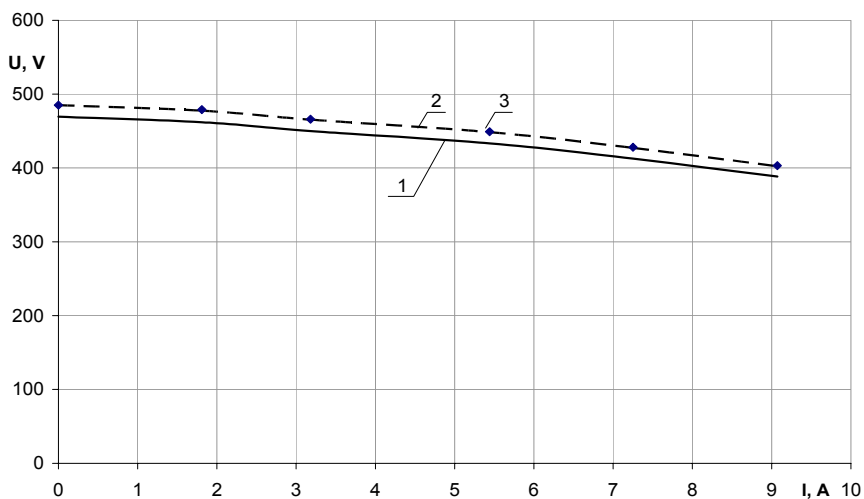
Joonis 6.13 Väliskarakteristikud sagedustel 60 Hz (1), 50 Hz (2) ja 30 Hz (3)

4. Määrati PM katsegeneraatori väliskarakteristikud sagedustel 50 Hz ja 30 Hz generaatori koormamisel läbi alaldi aktiivkoormusega (joonis 6.14).

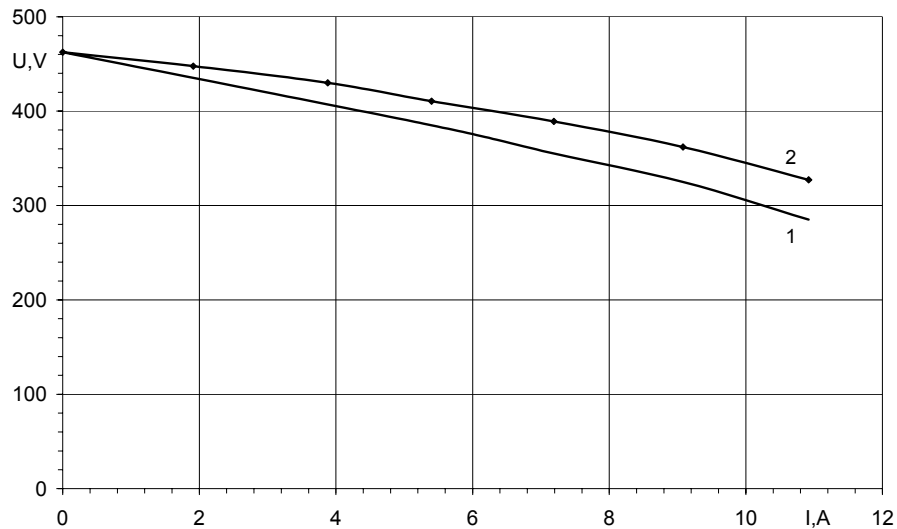


Joonis 6.14 Väliskarakteristikud alaldatud pingega töö sagedustel 50 Hz (1) ja 30 Hz (2)

5. Võeti üles PM generaatori väliskarakteristikud erinevas koormusolukorras ja erinevatel mähise ning magnetite temperatuuridel. Mähise temperatuuril 58°C ja induktori ning püsिमagnetite temperatuuril 49°C rakendati kolmefaasilist sümmeetrilist aktiivkoormust. Esialgne arvutuslik väliskarakteristik (1) ja korrigeeritud arvutusmetoodika alusel määratud väliskarakteristik (2) ning katseline väliskarakteristik (3) sagedusel 50 Hz on esitatud joonisel 6.15.

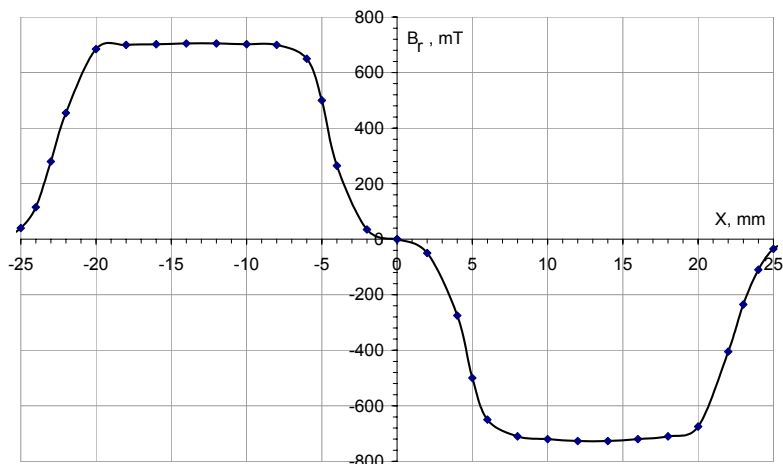


Joonis 6.15 Katsemasina esialgne arvutuslik (1) väliskarakteristik ja korrigeeritud arvutuslik (2) ning katse tulemusena saadud väliskarakteristik (3) sagedusel 50 Hz



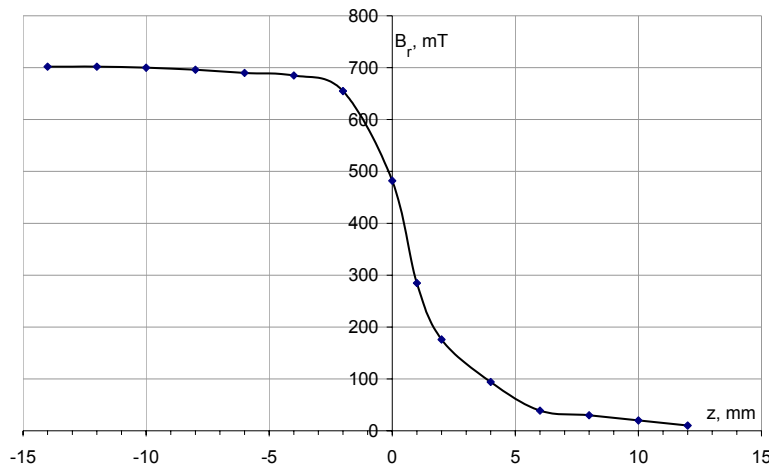
Joonis 6.16 PM katsegeneraatori arvutuslik (1) ja eksperimentaalne (2) väliskarakteristik sagedusel 50 Hz, resistiivkoormus rakendatud alaldatud pingele, mähise temperatuur 100 °C ja induktori (püsimagnetite) temperatuur 94 °C,

6. Viidi läbi PM ergutuse primaarmagnetvälja magnetvootiheduse radikaalkomponendi B_r mõõtmine katsegeneraatori õhupilus teslameetri abil, kus mõõtesond asus ankrumagnetahela pinnal hamba keskkohal ja induktorit pöörati sammuga 2 mm (mõnes tsoonis ka sammuga 1 mm). Vastavalt mõõtetulemustele on joonisel 6.17 toodud magnetvootiheduse radiaalkomponendi väärtuste muutuste graafik ühe pooluspaari ulatuses.



Joonis 6.17. Primaarvälja magnetvootiheduse jaotumine õhupilus ankrumagnetahela otspinnal ühe pooluspaari ulatuses

7. Viidi läbi PM-ergutuse primaarvälja magnetvootiheduse radiaalkomponendi B_r mõõtmise generaatori õhupilus ja õhupilu aksiaalsuunalisel pikendusel väljaspool ankrude ja induktori magnetahela tsooni, muutes katse käigus sondi asukohta aksiaalsuunas. Katsetulemused on esitatud joonisel 6.18.



Joonis 6.18 Primaarvälja magnetvootiheduse radiaalkomponendi muutused aksiaalsuunas õhupilus ja õhupilu pikendusel

6.4 Katsetulemuste analüüs

Katseandmete analüüsi eesmärgiks on võrrelda katseandmeid katsemasina kontrollarvutusega ja hinnata nende andmete kokkulangevuse astet ning võimalike erinevuste põhjusi.

Katsemasina eksperimentaalse uurimise tulemusena saadud andmetest nähtub, et PM prototüüpmasina liinipinge on nii tühijooksul kui ka koormamisel sümmeetrilise 3-faasilise koormusega praktiliselt siinuseline, faasipinged aga erinevad veidi siinuskõveraist kõrgemate harmooniliste toimel. Koormatud generaatori faasipinges (joonis 6.7) on märgata ankrureaktsiooni põikikomponendi deformeerivat mõju.

Generaatori koormamisel läbi alaldi (joonised 6.9, 6.10, 6.11) on voolu, faasipinge ja liinipinge kõverad väga tugevasti deformeeritud, mis avaldab tugevat mõju mõõteriistade näitudele ja selle tõttu ka mõõtmiste tulemustele ning nende analüüsile ja tõlgendamisele.

Katsemasina arvutustulemuste kokkulangevust katseandmetega iseloomustab kõige paremini arvutatud ja katseliselt saadud generaatori väliskarakteristikute võrdlus. Selleks võrdluseks on ilmikas kasutada joonisel 6.15 toodud katsegeneraatori arvutuslikke ja eksperimentaalset väliskarakteristikuid, mis vastavad generaatori koormamisele sümmeetrilise 3-faasilise aktiivkoormusega, kusjuures generaatori mähiste temperatuur oli 58 °C ja induktori ning magnetite temperatuur 49 °C.

Joonisel 6.15 on kõveraga 1 tähistatud esialgne arvutuslik väliskarakteristik, kõveraga 2 – korrigeeritud arvutuslik väliskarakteristik ja punktidega 3 on tähis-

tatud katsest saadud väliskarakteristiku punktid. Samad andmed on toodud tabelis 6.1, milles on antud ka eksperimentaalseil ja arvutuslikel väliskarakteristikutel olevate pingete suhted. Nende suhete arvutamiseks vajalikud katselise väliskarakteristiku punktid on määratud katsekõvera graafikust.

Tabel 6.1. Katsemasina arvutuslike väliskarakteristikute võrdlus eksperimentaalse väliskarakteristikuga

| Nr. | Koormus- vool, A | Liinipinged, V | | | | |
|-----|---------------------|----------------|---------|---------|------------|---------|
| | | Katse | Arvutus | Võrdlus | Korrig.arv | Võrdlus |
| | | I | U_e | U | U_e/U | U_k |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 1 | 0 | 485 | 469,4 | 1,033 | 485,1 | 1,000 |
| 2 | 1,81 | 479 | 462 | 1,037 | 477,7 | 1,003 |
| 3 | 3,18 | 466 | 450 | 1,036 | 465,5 | 1,001 |
| 4 | 5,44 | 449 | 433,3 | 1,036 | 448,5 | 1,001 |
| 5 | 7,25 | 428 | 412,5 | 1,038 | 427,2 | 1,002 |
| 6 | 9,07 | 403 | 388,3 | 1,038 | 402,3 | 1,002 |

Nagu näeme joonisest 6.15 ja tabelist 6.1, on katsegeneraatori esialgne arvutatud väliskarakteristik nihutatud eksperimentaalse karakteristiku suhtes allapoole 3,2...3,6% võrra. Selline ühtlane nihe viitab sellele, et arvutuses on kasutatud püsिमagnetite parameetrite (koertsetiivjõud ja remanentsväljatihedus) väärtusi, mis on veidi väiksemad, kui tegelikel püsिमagnetitel.

Katsemasinal määrati erinevate pooluste püsिमagnetite magnetvootiheduste väärtused, mõõtes teslameetriga generaatori õhupilus kõikide pooluste keskjoonel, kui mõõtesond paiknes ankru magnetahela ühe hamba pinnal selle telgjoonel. Nagu selgus mõõtetulemustest, muutuvad erinevate püsिमagnetite magnetvootihedused keskmise väärtuse ümber, kus kõrvalekalle on kuni $\pm 1,2\%$. Kuna magneteid valmistav tehas tagab püsिमagnetite parameetrite miinimumväärtused, mis on tegelikest parameetritest madalamad, siis nende miinimumparameetrite kasutamise korral on arvutusliku ja eksperimentaalse väliskarakteristikute nihe ootuspärane.

Sellise arvutusliku ja eksperimentaalse väliskarakteristikute erinevuse kõrvaldamiseks sai generaatori korrigeeritud arvutusformularis kasutusele võetud püsिमagneti magnetomotoorse jõu suuruse parandustegur C_k . Selle parandusteguri väärtus on määratud katsemasina eksperimentaalse tühijooksupinge U_{e0} suhtega algsesse arvutatud tühijooksupingesse U_0 . Katsemasina korral kujunes parandusteguri väärtuseks $C_k=1,033$.

Tabeli 6.1 tulbas 6 on toodud nimetatud teguriga korrigeeritud generaatori väliskarakteristiku pinged ja tulbas 7 eksperimentaalse väliskarakteristiku pingete U_e suhe korrigeeritud arvutuslikesse pingetesse U_k . Nagu näeme, langeb korrigeeritud väliskarakteristik praktiliselt kokku eksperimentaalse karakteristikuga.

Erinevus jääb alla 1%. See näitab omakorda, et generaatori mähiste parameetrite arvutuslikud väärtused langevad küllalt hästi kokku eksperimendiga.

PM katsemasina väliskarakteristiku kujule avaldab mõju ka koormuse iseloom. Katsete tulemusena võib märgata tuntavaid erinevusi mõõtetulemustes juhtudel, kui generaatori klemmidele on vahetult lülitatud sümmeetriline resistiivne koormus või kui sümmeetrilisele resistiivkoormusele rakendatakse generaatori alaldatud pinge (joonis 6.16). Katsetulemusi iseloomustaval joonisel 6.16 on kõveraga 1 toodud katsemasina korrigeeritud arvutuslik väliskarakteristik, mis vastab generaatori koormamisele sümmeetrilise 3-faasilise koormusega võimsusteguriga $\cos\varphi=0,95$. Võrdluseks on samale joonistele kõveraga 2 kantud ka katsemasina eksperimentaalse väliskarakteristiku punktid, mis on saadud katsemasina koormamisel läbi alaldi sama suurte koormusvooludega..

Märkimisväärset erinevust arvutusliku ja eksperimentaalse kõvera vahel tuleb eelkõige seletada alaldikoormuse mõju iseärasusest tulenevatest asjaoludest. Kuna kõver 1 vastab arvutuslikult siinuselisele koormusvoolule ja pingele, kuid generaatori koormamisel läbi alaldi on koormusvool ja eriti pinge tugevasti moonutatud (joonised 6.9, 6.10, 6.11), siis põhimõtteliselt ei ole kõverad 1 ja 2 võrreldavad. Joonisel 6.9 toodud generaatori liinipingekõvera Fourier analüüs andis moonutatud liinipinge efektiivväärtuse suhteks pinge põhiharmoonilise efektiivväärtusesse (nn harmooniliste teguri) arvu 1,15. Vastavalt sellele suhtetegurile peavad kõvera 2 punktid olema nihutatud arvutuslikest karakteristikutest ülespoole, nagu see katsest ka ilmnes. Seda asjaolu tuleb PM sünkroongeneraatorite arvutamisel kindlasti arvesse võtta.

PM katsemasina primaarvälja magnetvoo tiheduse radiaalkomponendi jaotuse katseline määramine nii õhupilu übermõõdu suunas ühe pooluspaari ulatuses (joonis 6.17) kui ka aksiaalsuunas piki õhupilu kuni magnetahela otsani ja sealt edasi õhupilu mõttelise jätkumise suunas (joonis 6.18) andsid igati ootuspärase jaotuskõvera. Mõningast mõõtetulemuste ebatäpsust põhjustas kindlasti asjaolu, et teslameetri sondi anduri reaalse paksuse tõttu pole võimalik mõõta magnetvoo tihedust vahetult ankruhammaste pinnal või püsिमagnetite pinnal. Kuid üldised jaotuskõverad on heas vastavuses teoreetiliselt saadud jaotuskõveratega.

Käesolevas töös tehtud uuringute tulemusena täpsustatud PM SG arvutamismetoodika täpsust iseloomustab ka arvutatud ja katseliselt määratud karakteristikute kohaste nimi-töepunktide vastavus. Kui näiteks PM katsemasina tühijooksu olukorras sagedusel 50 Hz oli arvutusliku liinipinge väärtus 488 V, siis katse tulemusena saadi liinipinge väärtuseks nimikoormusel 493 V. Nimikoormuse olukorras oli arvutusliku liinipinge väärtus 400 V ja katseliselt määratud vastav liinipinge väärtus 405 V. Seega võib arvutuslike ja katseliste liinipingete kokkulangevust hinnata heaks, mis kinnitab käesolevas töös täpsustatud PM SG arvutusmetoodika sobivust inseneriarvutusteks.

KASUTATUD KIRJANDUS JA TEABEALLIKAD

1. Thomas Akkermann. 2005. Wind Power in Power Systems. Chichester: John Wiley and Sons.
2. Mukund R. Patel. 1999. Wind and Solar Power Systems. New York: CRC Press.
3. Gipe, P. 1995. Wind Energy Comes of Age. New York: John Wiley and Sons.
4. Hills, R.I. 1994. Power from Wind – a History of Windmill Technology. Cambridge University Press.
5. Sigfried Heier. 1998. Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems. New York: John Wiley and Sons.
6. J. F. Manwell, J. G. McGowan, A. L. Rogers. 2002. Wind Energy Explained. Theory, Design and Application. New York: John Wiley and Sons.
7. Robert Harrison, Erich Hau, Herman Snel. 2000. Large Wind Turbines. Design and Economics. New York: John Wiley and Sons.
8. European Wind Energy Association. Report, Wind Energy – the Facts. An analysis of wind energy in the EU-25, <http://www.ewea.org>, 2004.
9. European Wind Energy Association. Wind Force 12. Report of a study, <http://www.ewea.org>, May 2004.
10. European Wind Energy Association. EWEA project, Strategic Research Agenda of the Wind Energy Sector 2020. Prioritising Wind Energy Research, <http://www.ewea.org>, 2005.
11. European Wind Energy Association. EWEA annual report 2007, Delivery energy and climate solutions, <http://www.ewea.org>.
12. European Wind Energy Association, Pure Power, Wind Energy Scenarios up to 2030, by the European Wind Energy Association, <http://www.ewea.org>, April 2008.
13. European Wind Energy Association, Strategic Research Agenda, Market Development Strategy from 2008 to 2030, <http://www.ewea.org>, July 2008.
14. Global Wind Energy Council GWEC, Wind Force 12, a blueprint to achieve 12% of the world's electricity from wind power by 2020, <http://www.gwec.net>, June 2005.
15. Global Wind Energy Council GWEC, Global Wind Energy Outlook 2008, <http://www.gwec.net>, October 2008.
16. Global Wind Energy Council GWEC, China Wind Energy Report 2007, Greenpeace China, <http://www.gwec.net>, 2008.
17. American Wind Energy Association. Wind Power, Outlook 2005. Burgeoning Wind Energy Market Generates New Investments and Jobs, <http://www.awea.org>, 2006.
18. American Wind Energy Association. Wind Power, Outlook 2008. Making a Strategic Commitment to a Stable, Clean Energy Supply, <http://www.awea.org>, 2008.
19. U.S. Department of Energy. 20% Wind Energy by 2030. Increasing Wind Energy's Contribution to U.S. Electricity Supply. Report, May 2008. www.awea.org, www.eere.energy.gov/windandhydro.

20. American Wind Energy Association. The U.S. Small Wind Turbine Industry Roadmap. A 20-Year Industry Plan for Small Wind Turbine Technology. Small Wind Turbine Committee, June 2002, <http://www.awea.org/smallwind>.
21. American Wind Energy Association. Global Small Wind Industry Market Study. Home and Farm Wind Energy Systems Reaching the Next Level. <http://www.awea.org/smallwind>, June 2005.
22. American Wind Energy Association, Small Wind Turbine Global Market Study 2008, <http://www.awea.org/smallwind>.
23. Survey of the Small Wind (300 W to 300 kW) Turbine Market in Canada. Executive Summary, Natural Resources of Canada (NRCan), <http://www.smallwindenergy.ca>, 2005.
24. Canadian Wind Energy Association's, Small Wind Energy Site , Small Wind in Canada – 2005 Report, <http://www.smallwindenergy.ca>.
25. Indian Wind Energy Association, Wind Energy India, <http://www.inwea.org>, 2008.
26. EWEA, Small Wind Industry Implementation Strategy (SWIIS) EU project 2005, <http://www.smallwindindustry.org>, <http://www.ewea.org>, 2005.
27. Jaan Järvi, Aleksander Kilk, Viktor Kesküla, Aivar Reivik, Arvo Oorn. Esimesed Eestis väljatöötatud väike-tuulegeneraatorid. – Elektriala 2005, nr. 5, lk. 9.
28. Cotrell, J., Pratt, W. 2003. Modeling the Feasibility of Using Fuel Cells and Hydrogen Internal Combustion Engines in Remote Renewable Energy Systems: Report TP-500-34648, National Renewable Energy Laboratory. Golden, USA, 58 p.
29. Cramer, G., Reekers, J., Rothert, M., Wollny, M. 2003. The Future of Village Electrification: More than TWO Years of Experience with AC-coupled Hybrid Systems. *In: Proceedings of the 2nd European PV Hybrid and Mini-Grid Conference, Kassel, Germany. Kassel: Kassel University of Technology, p 145-150.*
30. Lundsager, P., Bindner, H., Clausen, N.-E., Frandsen, S., Hansen, L. H., Hansen, J. C. 2001. Isolated Systems with Wind Power – Main Report. Publication R-1256, Report of Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark. Roskilde: Risø National Laboratory, 76 p.
31. Hydro Oil and Energy. 2005. Utsira Wind Power and Hydrogen Plant Project. Hydro Publication. <http://www.hydro.com>, 2005.
32. Hansen, L. H., Helle, L., Blaabjerg, F., Ritshie, E., Munk-Nielsen, S., Binder, H., Sørensen, P., Bak-Jensen, B. 2001. Conceptual Survey of Generators and Power Electronic for Wind Turbines. Publication R-1205, Report of Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark. Roskilde: Risø National Laboratory, 92 p.
33. Maxime R. Dubois. 2000. Review of Electromechanical Conversion in Wind Turbines. Report EPP00.R03, Technical University of Delfi. Delfi: Technical University of Delfi, 93 p.

34. Grauers, A. 1996. Design of Direct-Driven Permanent-Magnet Generators for Wind Turbines. PhD Dissertation, Technical Report no. 292, Chalmers University of Technology. Göteborg: Chalmers University of Technology, 133 p.
35. Lampola, P. 2000. Directly Driven, Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications. Ph.D. Dissertation, Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics. Espoo: Helsinki University of Technology, 62 p.
36. Dubois, M. R., Polinder, H., Ferreira, J. A. 2000. Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines, an Adapted Technology for Turbines Running in Cold Climate. *In: Proceedings of the Conference Wind Energy in Cold Climate*, pp. 82–84, Matane, Canada. Matane, p 82-84.
37. Maxime Roger Joseph Dubois. 2004. Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines. PhD Thesis. Report of the WIND research program. Technical University of Delft, Netherlands. Delft: Technical University of Delft, 235 p.
38. Edward C. Lovelace, Thomas M. Jahns, Jeffrey H. Lang. 2002. A Saturating Lumped-Parameter Model for an Interior PM Synchronous Machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 38, No 3, May/June 2002, 645 - 650 p.
39. Edward C. Lovelace, Thomas M. Jahns. 2002. Design and Experimental Verification of a Direct-Drive Interior PM Synchronous Machine Using a Saturable Lumped-Parameter Model. *Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, October 13 - 17, 2002*, 1 - 7 p.
40. Neorem Magnets, Magnet products NdFeB, <http://www.neorem.fi>.
41. Bhang Guru, Hüseyin Hiziroglu. 2004. *Electromagnetic Field Theory Fundamentals*. Cambridge: Cambridge University Press.
42. М. А. Лаврентьев и Б. В. Шабат. 1965. *Методы теории функций комплексного переменного*. Москва: Наука.
43. Б. А. Фукс, Б. В. Шабат. 1964. *Функции комплексного переменного и некоторые их приложения*. Москва: Наука.
44. Nicola Bianchi. 2005. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. New York: CRC Press.
45. P. P. Silvester, R. L. Ferrari. 1983. *Finite Element Analysis and Design of Electromagnetic Devices*. Cambridge: Cambridge University Press.
46. Matthew Sadiku N. O. 2001. *Numerical Techniques in Electromagnetics*. CRC Press, Boca Raton: CRC Press.
47. Jacek F. Gieras, Mitchell Wing. 2002. *Permanent Magnet Motor Technology. Design and Applications*. New York: Marcel Dekker AG.
48. J. R. Hendershot, T. E. Miller. 1994. *Design of brushless permanent-magnet motors*. Oxford: Clarendon Press.
49. Duane C. Hanselmann. 1994. *Brushless permanent-magnet motor design*. New York: CRC Press.

50. T. Kenjo, S. Nagamori. 1985. Permanent-Magnet and Brushless DC Motors. Oxford: Oxford University Press.
51. Sen P. C. 1997. Principles of Electric Machines and Power Electronics. New York: John Wiley and Sons.
52. Ion Boldea, Syed A. Nasar. 2002. The Induction Machine Handbook. New York: CRC Press.
53. Ion Boldea. 2006. The Electric Generators Handbook. Synchronous Generators. New York: CRC Press.
54. Hamid A. Toliyat, Gerald B. Kliman. 2004. Handbook of Electric Motors. New York: Marcel Dekker, Inc.
55. Say, M. G. 1984. Alternating Current Machines. Halsted Press.
56. Singh, B. 1981. Electric Machine Design. (Vikas India) Advent, New York: John Wiley and Sons.
57. И. П. Копылов. 2001. Проектирование электрических машин. Москва: Высшая школа.
58. О. Д. Гольдберг, Я. С. Гурин, И. С. Свириденко. 2001. Проектирование электрических машин. Москва: Высшая школа.
59. P. L. Alger. 1951. The Nature of Polyphase Induction Machines. New York: John Wiley and Sons.
60. Voldek. 1973. Elektrimasinad, II. Vahelduvvoolumasinad. Tallinn: Valgus.
61. V. Ivanov-Smolenski. Elektrimasinad. Moskva, Energia, 1980, 928 lk. (vene keeles)
62. В. Ф. Кескюла. 1975. Об учете краевых эффектов индуктора в индукционных насосах с винтовым каналом. Труды Таллиннского политехнического института №382. Таллинн: Таллиннский политехнический институт, с. 13...28.
63. Standard EVS-EN 60034-4-2001. Rotating Electrical Machines – Part 4: Methods for Determining Synchronous Machine Quantities from Tests.

PUBLIKATSIOONID

1. Kilk, A., Kallaste, A. (2008). Multipole Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Generators for Wind Applications. *In: Proceedings of the 6th International Conference 2008 Power Quality and Supply Reliability PQ2008, 2008, IEEE: 6th International Conference Power Quality and Supply Reliability PQ2008, Pärnu, Estonia, 27-29 August 2008*. Tallinn, Estonia: Tallinn University of Technology, 2008, (CD-ROM), 235 – 240.
2. Kilk, A. (2007). Low-Speed Permanent-Magnet Synchronous Generator for Small-Scale Wind Power Applications.. *Oil Shale*, Vol. 24(No. 2S), 318 - 331.
3. Kilk, A. (2005). Analysis of Permanent Magnet Multipole Synchronous Generators for Wind Applications. *In: Proceedings of the 4th International Conference CPE2005 Compatibility in Power Electronics, 2005, IEEE: 4th International Conference Compatibility in Power Electronics CPE2005, Gdansk, Poland, 1-3 June 2005*. Gdynia, Poland: Gdynia Maritime University, 2005, (CD-ROM), 68 - 73.
4. Kallaste, A., Kilk, A. (2007). Permanent magnet axial-flux generator with toroidal winding. *In: 4th International Symposium "Topical problems of education in the field of electrical and power engineering". Doctoral school of energy and geotechnology. [Proceedings volume 1] : Kuressaare, Estonia, January 15-20, 2007: 4th International Symposium "Topical problems of education in the field of electrical and power engineering". 15.-20.01.2007, Kuressaare*. Tallinn: Tallinn University of Technology, Faculty of Power Engineering; Elektriajam, 2007, 186 - 189.
5. Kallaste, A., Järvik, J., Kilk, A. (2006). Permanent magnet axialflux generator with toroidal winding. *In: 5th International Conference "Electric power quality and supply reliability" : conference proceedings : August 23-26, 2006, Viimsi, Estonia*: Tallinn: Tallinn University of Technology, 2006, 167 - 171.
6. Sidon, M., Järvik, J., Kilk, A. (2006). Study of low-speed permanent-magnet synchronous generator for wind power turbine applications. *In: Electric Power Quality and Supply Reliability Conference Proceedings: 5th International Conference Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ 2006), Viimsi, Estonia, August 23 - 25, 2006*. Tallinn, Estonia: Tallinn University of Technology, 2006, 161 - 165.
7. Kilk, A., Järvik, J., Kesküla, V. (2006). Permanent magnet excited low-speed synchronous generator for wind applications. *In: Electric Power Quality and Supply Reliability Conference Proceedings: 5th International Conference Electric Power Quality and Supply Reliability (PQ 2006), Viimsi, Estonia, August 23 - 25, 2006*. Tallinn, Estonia: Tallinn University of Technology, 2006, 155 - 159.
8. Järvik, J., Kesküla, V., Kilk, A. (2006). Permanent magnet low-speed synchronous generator for wind applications. *In: Proceedings of 51th International Scientific Colloquium of Technical University Ilmenau: 51th International Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau*,

- Germany, Sept. 11 - 15, 2006. Ilmenau, Germany: Technische Universität Ilmenau, 2006, (CD-ROM), 5 pp.
9. Järvik, J., Kallaste, A., Kilk, A. (2005). Permanent magnet wind generator with toroidal winding. *In: Proc. of the III International Scientific Symposium Elektroenergetika 2005, Stara Lesna, Slovak Republic: III International Scientific Symposium Elektroenergetika 2005. 21.-23. september 2005, Stara Lesna (Slovak Republik).* , 2005, (CD-ROM), 11.
 10. Järvik, J., Kesküla, V., Kilk, A., Oorn, A., Reivik, A. (2005). Permanent magnet synchronous generators for small scale wind power applications. *In: Proc. of the IIIrd International Scientific Symposium ELEKTROENERGETIKA 2005: IIIrd International Scientific Symposium ELEKTROENERGETIKA 2005, Stara Lesna, Slovak Republic, September 21-23, 2005.* Technical University of Košice, 2005, (CD-ROM), 15 pp.
 11. Kilk, A. (2004). Design and Experimental Verification of a Multipole Directly Driven Interior PM Synchronous Generator for Wind Power Applications. 4th International Conference "Electric Power Quality and Supply Reliability"; conference proceedings; Pedase, Estonia, August 29 -31, 2004. Tallinn: Tallinn University of Technology, 2004, 87 - 89.
 12. Järvik, J., Kesküla, V., Kilk, A. (2006). Permanent magnet low-speed synchronous generator for wind applications. *In: Proceedings of 51th International Scientific Colloquium of Technical University Ilmenau: 51 th International Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Germany, Sept. 11 - 15, 2006.* Ilmenau, Germany: Technische Universität Ilmenau, 2006, 407 - 408.
 13. Järvik, J., Kilk, A., Kesküla, V., Reivik, A., Oorn, A. (2005). Esimesed Eestis väljatöötatud väiketuulegeneraatorid. *Elektriline*, (5), 9 - 11.

KOKKUVÕTE

Elektrienergia üha suureneva vajaduse katmiseks maailmas on prioriteetseks arengusuunaks kujunenud nn. alternatiivsete elektrienergia tootmisviiside arendamine, sealjuures eelkõige tuuleenergia üha laialdasema kasutamise arvel. Tuuleenergeetika energiamahdade suurendamiseks ja toodetava elektrienergia omahinna vähendamise eesmärgil uuritakse ja võetakse tuuleagregaatides kasutusele efektiivsemaid tehnilisi lahendusi.

Üheks tuuleelektrijaamades üha laialdasemalt kasutatavaks arengusuunaks on paljupooluseliste püsिमagnetergutusega sünkroongeneraatorite rakendamine, seda eriti väikese ja mõõduka võimsusega tuuleagregaatide korral. Selliste PM generaatorite peamisteks eelisteks on nende suurem töökindlus ja väiksem hooldusvajadus.

PM-generaatorite väljatöötamisel ja inseneriarvutustes ei saa otseselt ja täies ulatuses kasutada traditsioonilise konstruktsiooniga elektrimasinate projekteerimisel rakendatavat arvutusmetoodikat. Selle erinevuse põhjusteks on PM-ergutuse magnetvälja jagunemise iseärasused, traditsiooniliste vahelduvvoolu elektrimasinatega võrreldes suhteliselt suur mittemagnetiline pilu ja otsaefektide tugevam mõju nii primaar- kui sekundaarväljale.

Käesoleva töö eesmärgiks on uurida PMSG konstruktsioonist tingitud primaar- ja sekundaar-magnetvälja iseärasusi, et uuringutulemusi arvestades töötada välja täpsustatud inseneriarvutuste metoodika selliste PM generaatorite projekteerimiseks ja kontrollarvutusteks. Magnetvälja jaotuse analüüsiks erinevate mudelite korral kasutatakse peamiselt konformsete teisenduste meetodit, samuti magnetvälja arvutianalüüsi meetodeid.

Töö koosneb kuuest peatükist. Esimene peatükk käsitleb tuuleenergeetika ja tuulikutes kasutatavate generaatorite ning nende konstruktsiooni ja valikuga seotud üldisi küsimusi. Samas antakse ülevaade PMSG magnetvälja kirjeldamise ja analüüsi võimalustest ning kasutatavatest meetoditest, samuti käesoleva töö raames detailsemalt uuritavatest probleemidest.

Teine peatükk käsitleb PMSG primaarmagnetvälja jaotuse probleeme õhupilus ja magnetvootiheduse jaotust ankruhammaste piirpinnal, samuti puistevälja jaotust ja osakaalu. Siinjuures vaadeldakse konstruktsioonilisi lahendusi, kus ühel juhul on püsिमagnetite pinnale kinnitatud ferromagnetilised pooluskingad, teisel juhul sellised pooluskingad puuduvad. Analüüsis saadud tulemusi rakendades koostatakse PMSG primaarvälja magnetvoogude inseneriarvutusteks sobiv täpsustatud magnetiline koondparameetiline aseskeem. Magnetvälja jaotuse võrdlevaks hindamiseks kasutati lisaks makettkatsetes ja arvutimodelleerimisel saadud tulemusi.

Kolmas peatükk on pühendatud PMSG õhupilu ebahürtlase paksuse mõju uurimisele ja arvestamisele primaarmagnetvälja jaotuse täpsustamiseks. Siinjuures võetakse arvesse tasapinnaliste püsिमagnetite ja silindrilise sisepinnaga ankruhammaste otste tsooni vahele jääva õhupilu ebahürtleane paksus. Teisest küljest arvestatakse ka püsिमagnetite materjali suhteliselt madala magnetilise läbitavuse mõju. Mõlema mõju koosarvestamiseks võetakse inseneriarvutusteks kasutusele

ekvivalentne ühtlase paksusega õhupilu ning esitatakse selle pilu paksuse arvutamise meetodika.

Neljandas peatükis analüüsitakse PMSG sekundaarvälja (ankrureaktsioonivälja) jaotust mittemagnetilises pilus ja selle pilu piirpindadel. Hinnatakse ankrureaktsiooni piki- ja põikikomponendi osakaalu ja mõju. Esitatakse seosed ankru-mähise parameetrite arvutamiseks, samuti ankrureaktsiooni mõju arvestamiseks inseneriarvutustes ekvivalentse magnetilise aseseemi meetodil.

Viies peatükk käsitleb otsaefektide mõju PMSG primaar- ja sekundaarmagnetväljale. Magnetvälja jaotust mittemagnetilise pilu otsatsoonis analüüsitakse konformsete teisenduste meetodil eraldi primaar- ja sekundaarvälja mudelitele. Analüüsi tulemusena on välja toodud meetodika resulteeruva magnetvoo väärtuse korrigeerimiseks ja vastavad otsaefekti arvestavad tegurid primaar- ja sekundaarväljale.

Kuuendas peatükis vaadeldakse PMSG prototüüpmasina katsetamise ja katseandmete analüüsiga seotud küsimusi. Töös antakse katsemasina tehniliste põhinäitajate iseloomustus ja ülevaade läbiviidud katsetest. Katsetulemuste alusel esitatakse PM katsemasina tühijooksukarakteristikud erinevatel induktori ja püsimagnetite töötemperatuuridel, samuti väliskarakteristikud erinevatel sagedustel ja erinevates koormustingimustes. Võrreldakse PM katsemasina arvutuslikke ja katsete käigus määratud tühijooksu- ja väliskarakteristikuid, hinnatakse nende kokkulangevust ja vastavalt väljatöötatud arvutusmeetodika täpsust PM SG inseneriarvutusteks. Samuti analüüsitakse erinevate tegurite mõju PMSG töö-karakteristikutele ja tehnilistele näitajatele.

ABSTRACT

Wind power is the fastest growing renewable energy source and one of leading technologies in the world to deliver solutions for increasing demand of electrical energy today and in the future. In many countries wind power has become a major part of the plans for sustainable and clean energy development. As a result of technological advances throughout the last two decades, wind power is increasingly competitive with conventional fossil fuels or nuclear technologies. With regard to the future developments, the wind energy could provide as much as 29% of the world's electricity needs by 2030.

Wind power technology development is one of the key factors to make wind energy more reliable and cost effective. As one of the development techniques of wind power plant technologies, the directly-driven PM low-speed multipole synchronous generators are used in a wider scale. The main advantages of low-speed PM generators for gearless wind power applications are that less maintenance is required, higher reliability and efficiency specially at lower wind speed and lower audible noise are achieved.

Permanent magnet (PM) synchronous generators are one of the best solutions for small-scale wind power plants. The low-speed multipole PM generators are maintenance-free and may be used in different climate conditions. It is possible to combine the PM wind generators for hybride technologies such as wind-diesel, wind-PV etc.

Compared to conventional AC electrical machines, the design and calculations of PM synchronous generators have certain differences. The main reasons leading to these differences are specific features of distribution of PM primary magnetic field in an air-gap, a relatively large non-magnetic gap between the armature and the inductor magnetic cores in contrast to conventional electrical machines as well as more complicated influence of end-parts of the air-gap on the distribution of both primary and secondary magnetic fields.

This research has been focused on the specific characters of primary (excitation) and secondary (armature reaction) magnetic fields based on the specific construction of PM SG. The main objective of the study is to develop a more accurate method for the design and calculations of PM SG with surface-mounted magnets.

The thesis consists of six chapters. **Chapter 1** gives an overview about the wind power generation and applications and covers general problems of electricity generation by wind power applications using different types of generators. Possible methods of analysis of PM magnetic fields are also described. The problems studied in more detail in the thesis have been classified at the end of the first chapter.

Chapter 2 presents the theoretical aspects of primary magnetic field distribution in the air-gap of radial flux PM SG by means of an analytical model created for the PM machine topology. This analysis covers both main and leakage fluxes as well as the distribution of main magnetic flux density on the air-gap outer

surface. Two different PM pole constructions – with or without ferromagnetic pole shoes on the magnet surfaces are studied. To determine the distribution of the magnetic field in the air-gap for both different models, the method of conformal mapping has been used. For comparison, the distribution of magnetic fields by the finite element method using the program Maxwell was analyzed.

Using the results of conformal mapping analysis, a method of equivalent lumped parameter magnetic circuit in accordance with the topology of the PM machine for simplified analysis of both main and leakage fluxes has been proposed. The analytical curves for the distribution of the primary magnetic field in the air-gap were compared with the experimental data of model tests.

Chapter 3 discusses the influence of non-constant thickness of air-gap on the distribution of the primary magnetic field of the PM synchronous generator. It is typical to use permanent magnets of rectangular shape of cross-section to design and construct PM synchronous generators. As a result, the thickness of the air-gap between the armature magnetic core and the magnets with an inductor magnetic core for a pole-pitch is varying. It makes the analysis of magnetic field distribution and the design of PM synchronous generators more complicated.

The permanent magnets placed and fixed in nests on the inductor surface have very low level of permeability. In the analysis of a magnetic field, the magnets may be replaced by an additional equivalent thickness of a non-magnetic gap. To take into consideration the influence of both the main air-gap of varying thickness and the additional non-magnetic gap, a method to transform it to an equivalent air-gap of constant thickness has been proposed for analysis and calculation of magnetic field distribution. As a result, some corrections have been developed for design calculations of PM synchronous generators.

Chapter 4 covers the analysis of the secondary magnetic field of armature reaction in the non-magnetic gap and on the boundary surfaces of this gap, including in the permanent magnet zone. Under the load conditions, the currents in the armature winding of a PM generator will cause the secondary magnetic field as an armature reaction, which will cause a distortion of the distribution of the total resulting magnetic field in the air-gap of the PM generator. The d - and q -axis components of the armature reaction field have been studied. As a result, the method for calculation of synchronous reactances d - and q -axis as well as other parameters of the armature winding for the PM SG have been proposed.

Due to very low permeability μ_s for the permanent magnet material, the equivalent thickness of the non-magnetic gap between the armature and the inductor magnetic cores is relatively large. The influence of a large non-magnetic gap will reduce the affect of the armature reaction in PM machines compared to conventional synchronous machines. A method for practical calculations of the distribution of both d - and q -axis armature reaction magnetic fluxes, the equivalent magnetic circuits of lumped parameters for d - and q -axis, respectively, have been developed.

Chapter 5 covers the distribution of both primary and secondary magnetic fields in the zone of axial end part of the air-gap in PM machines. The relatively large non-magnetic gap between the armature and the inductor magnetic cores is the main reason for marked differences in the influence of the end effects on the distribution of the primary and secondary magnetic fields.

A model of the end zone of the air-gap and end surfaces of the stator and rotor cores was analyzed using the method of conformal mapping. The influence of the end surface of permanent magnets was taken into consideration using equivalent surface current densities. The results were compared with the distribution of end-zone magnetic field modelled by the finite element method resulting in good correlation between the results of both methods. As a result, the calculation procedure to determine the equivalent axial length of the air gap different for the primary and secondary magnetic fields has been developed and proposed.

Chapter 6 introduces the results of an experimental study of a prototype of PM SG. An experimental PM synchronous generator was designed using analytical methods and results of conformal mapping studies. For comparison, the distribution of magnetic fields by the finite element method using the program Maxwell was analyzed. A fractional two-layer armature winding to minimize the influence of the ripple torque was used.

The designed PM prototype generator was manufactured and tested using the drive system with a converter-controlled induction motor. The open-circuit and load characteristics for different rotational speed were measured. A three-phase load as a resistive load or as a diode rectifier with a resistive load was connected to the terminals of the PM generator.

On the basis of experimental studies, a very low level of ripple torque of the prototype PM generator was found. The waveform of the phase-to-phase voltage by open-circuit or symmetrical three-phase resistive load was almost sinusoidal, but the phase voltage has a significant influence due to the 3rd harmonic effects. The calculated line voltages for no-load and different load conditions were lower compared to experimentally measured voltages by 0.5...1.3%. It was caused mainly by the experimental temperatures of magnets relatively lower than the predicted temperatures by design calculations.

As a result of experimental studies of the prototype PM synchronous generator, it may be concluded that a relatively good correlation between the designed analytical and experimental data, parameters and characteristics was achieved. The results of the tests confirmed the accuracy of the analytical models and calculations developed in this thesis for the design of a PM synchronous generator with a radial magnetic flux.

LISAD

LISA A

ELULOOKIRJELDUS

ÜLDANDMED

Isikuandmed

Ees- ja perekonnanimi Aleksander Kilk
Sünniaeg ja koht 09. oktoober 1946.a., Karksi vald, Viljandimaa
Kodakondsus Eesti
Perekonnaseis Abielus, abikaasa Elve Kilk, 3 täiskasvanud last

Kontaktandmed

Address Arbu 2 – 57, 13617 Tallinn
Telefon 52 93 589, 63 25 457
E-posti aadress kilk@cc.ttu.ee

Hariduskäik

| Õppeasutus (nimetus lõpetamise ajal) | Lõpetamise aeg | Haridus (eriala/kraad) |
|-----------------------------------------|----------------|--------------------------|
| Tallinna Tehnikaülikool | 1992 | Tehnikamagister |
| Tallinna Polütehniline Instituut | 1969 | Elektromehaanika insener |
| Karksi-Nuia Keskkool | 1964 | |

Keelteoskus

| Keel | Tase |
|--------------|----------|
| Eesti keel | Kõrgtase |
| Inglise keel | Kesktase |
| Vene keel | Kesktase |
| Soome keel | Kesktase |
| Taani keel | Algtase |

Täiendusõpe

| Valdkond | Korraldaja | Toimumise aeg |
|-----------------------|------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------|
| Kursus, MS PowerPoint | TTÜ IT täiendõppekeskus | 19.10.2005 – 20.10.2005 |
| Doktorant | Tallinna Tehnikaülikool, energeetikateaduskond, energia ja geotehnika eriala | 01.09.2006 - ... |

Teenistuskäik

| Töötamise aeg | Ülikooli, teadusasutuse või muu organisatsiooni nimetus | Ametikoht |
|---------------------------|---------------------------------------------------------|---------------|
| Alates 1992 kuni tänaseni | TTÜ elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituut | Lektor |
| 1988 - 1992 | TTÜ AM-instituut | Vanemõpetaja |
| 1973 - 1988 | TPI elektrotehnika aluste kateeder | Assistent |
| 1969 - 1973 | TPI elektrotehnika aluste kateeder | Vanemlaborant |

Teadustegevus

Teadustegevus on toimunud Tallinna Tehnikaülikooli elektrotehnika aluste ja elektrimasinate instituudi teadustöö põhisuundades teostatud vastavate teemade ning alateemade ning projektide raames töö täitjana, samuti doktoritöö koostamisel teostatud uuringute vormis.

Teadustegevuse viimase 5 aasta olulisemad tulemused on esitatud järgmistes publikatsioonides:

1. Kilk, A.; Kallaste, A. (2008). Multipole Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Generators for Wind Applications. *In: Proceedings of the 6th International Conference 2008 Power Quality and Supply Reliability PQ2008, 2008, IEEE: 6th International Conference Power quality and Supply Reliability PQ2008, Pärnu, Estonia, 27-29 August 2008.* Tallinn, Estonia: Tallinn University of Technology, 2008, (CD-ROM), 235 – 240.
2. Kilk, A. (2007). Low-Speed Permanent-Magnet Synchronous Generator for Small-Scale Wind Power Applications.. *Oil Shale, Vol. 24(No. 2S), 318 - 331.*
3. Kilk, A. (2005). Analysis of Permanent Magnet Multipole Synchronous Generators for Wind Applications. *In: Proceedings of the 4th International Conference CPE2005 Compatibility in Power Electronics, 2005, IEEE: 4th International Conference Compatibility in Power Electronics CPE2005, Gdansk, Poland, 1-3 June 2005.* Gdynia, Poland: Gdynia Maritime University, 2005, (CD-ROM), 68 - 73.
4. Järvik, J.; Kesküla, V.; Kilk, A. (2006). Permanent magnet low-speed synchronous generator for wind applications. *In: Proceedings of 51 th International Scientific Colloquium of Technical University Ilmenau: 51 th International Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Germany, Sept. 11 - 15, 2006.* Ilmenau, Germany: Technische Universität Ilmenau, 2006, (CD-ROM), 5 pp.

5. Järvik, J.; Kesküla, V.; Kilk, A.; Oorn, A.; Reivik, A. (2005). Permanent magnet synchronous generators for small scale wind power applications. *In: Proc. of the IIIrd International Scientific Symposium ELEKTROENERGETIKA 2005: IIIrd International Scientific Symposium ELEKTROENERGETIKA 2005, Stara Lesna, Slovak Republic, September 21-23, 2005.* Technical University of Košice, 2005, (CD-ROM), 15 pp.
6. Kilk, A. (2004). Design and Experimental Verification of a Multipole Directly Driven Interior PM Synchronous Generator for Wind Power Applications. 4th International Conference "Electric Power Quality and Supply Reliability"; conference proceedings; Pedase, Estonia, August 29 - 31, 2004. Tallinn: Tallinn University of Technology, 2004, 87 – 89.

Kaitstud lõputööd

Magistritöö „MHD-induktsioonseadmete uurimine“, 1992, Tallinna Tehnikaülikool, Energeetikateaduskond

Teadustöö põhisuunad : Loodusteadused ja tehnika, Elektrotehnika ja elektroonika (Püsिमagnetergutusega aeglasekäigulised sünkroonmasinad ja teised elektrimasinad)

Teised uurimisprojektid:

Teiste uurimisprojektidega väljaspool teadustöö põhisuundi ei ole tegelenud.

CURRICULUM VITAE**1. Personal data**

Name Aleksander Kilk
 Date and place of birth 10.09.1946, Viljandi district, Estonia

2. Contact information

Address Arbu 2 – 57, 13617 Tallinn, Estonia
 Phone +372 529 3589
 E-mail kilk@cc.ttu.ee

3. Education

| Educational institution | Graduation year | Education (field of study/degree) |
|----------------------------------|-----------------|----------------------------------------------|
| Tallinn University of Technology | 1992 | Power Engineering, MSc |
| Tallinn University of Technology | 1969 | Electrical Machines and Apparatus, Dipl.Eng. |
| Karksi-Nuia Secondary School | 1964 | |
| Tuhalaane Basic School | 1960 | |

4. Language competence/skills (fluent; average, basic skills)

| Language | Level |
|----------|--------------|
| Estonian | fluent |
| English | average |
| Russian | average |
| Finnish | average |
| Danish | basic skills |

5. Special Courses

| Period | Educational or other organisation |
|--------------------------------|----------------------------------------------------------------|
| MS PowerPoint, course, 2005 | Tallinn University of Technology |
| Doctoral student, 01.09.2006 - | Tallinn University of Technology, Faculty of Power Engineering |

6. Professional Employment

| Period | Organisation | Position |
|-------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------|
| 1992 - | Tallinn University of Technology, Faculty of Power Engineering, Department of Electrical Machines and Fundamentals of Electrical Engineering | Lecturer |
| 1988 – 1992 | Tallinn University of Technology, AM department | Senior Teacher |
| 1973 – 1988 | Tallinn University of Technology, AM-department | Assistant |
| 1969 – 1973 | Tallinn University of Technology, AM-department | Senior specialist |

7. Scientific work

As the results of scientific work there have been published next main papers for last 5 years:

1. Kilk, A.; Kallaste, A. (2008). Multipole Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Generators for Wind Applications. *In: Proceedings of the 6th International Conference 2008 Power Quality and Supply Reliability PQ2008, 2008, IEEE: 6th International Conference Power Quality and Supply Reliability PQ2008, Pärnu, Estonia, 27-29 August 2008*. Tallinn, Estonia: Tallinn University of Technology, 2008, (CD-ROM), 235 – 240.
2. Kilk, A. (2007). Low-Speed Permanent-Magnet Synchronous Generator for Small-Scale Wind Power Applications.. *Oil Shale*, Vol. 24(No. 2S), 318 - 331.
3. Kilk, A. (2005). Analysis of Permanent Magnet Multipole Synchronous Generators for Wind Applications. *In: Proceedings of the 4th International Conference CPE2005 Compatibility in Power Electronics, 2005, IEEE: 4th International Conference Compatibility in Power Electronics CPE2005, Gdansk, Poland, 1-3 June 2005*. Gdynia, Poland: Gdynia Maritime University, 2005, (CD-ROM), 68 - 73.
4. Järvi, J.; Kesküla, V.; Kilk, A. (2006). Permanent magnet low-speed synchronous generator for wind applications. *In: Proceedings of 51 th International Scientific Colloquium of Technical University Ilmenau: 51 th International Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Germany, Sept. 11 - 15, 2006*. Ilmenau, Germany: Technische Universität Ilmenau, 2006, (CD-ROM), 5 pp.

5. Järvik, J.; Kesküla, V.; Kilk, A.; Oorn, A.; Reivik, A. (2005). Permanent magnet synchronous generators for small scale wind power applications. *In: Proc. of the IIIrd International Scientific Symposium ELEKTROENERGETIKA 2005: IIIrd International Scientific Symposium ELEKTROENERGETIKA 2005, Stara Lesna, Slovak Republic, September 21-23, 2005.* Technical University of Košice, 2005, (CD-ROM), 15 pp.
6. Kilk, A. (2004). Design and Experimental Verification of a Multipole Directly Driven Interior PM Synchronous Generator for Wind Power Applications. 4th International Conference "Electric Power Quality and Supply Reliability"; conference proceedings; Pedase, Estonia, August 29 - 31, 2004. Tallinn: Tallinn University of Technology, 2004, 87 – 89.

8. Defended theses

Master theses „Study of MHD Induction Applications“, Tallinn University of Technology, Faculty of Power Engineering, 1992.

9. Main areas of scientific work/Current research topics

Natural Sciences and Engineering, Electrical Engineering and Electronics,
Electrical Machines (specially Low-Speed Multipole Permanent-Magnet Synchronous Machines)

10. Other research projects – no.

ANALYSIS OF PERMANENT MAGNET MULTIPOLE SYNCHRONOUS GENERATORS FOR WIND APPLICATIONS

Aleksander KILK

Tallinn University of Technology, Department of Fundamentals of Electrical Engineering and Electrical Machines
Ehitajate tee 5, EE19086 Tallinn, Estonia, e-mail: kilk@cc.ttu.ee

Abstract: Analysis of tendencies in development of wind power industry for last decade has been presented. Synchronous generators with permanent magnet excitation for direct-drive wind power turbines are described. Analysis of magnetic field distribution for design of a low-speed multipole synchronous generator with radial magnetic flux and permanent magnet excitation has been presented. The test results of a prototype PM generator are analyzed and compared with the calculated characteristics and data.

Keywords: wind energy, low-speed synchronous generator, permanent magnet

1. INTRODUCTION

Wind energy is a relatively young but rapidly expanding branch of industry. The progress of wind power industry around the world in recent years has been impressive, with European countries leading on the global market. Development of wind energy industry and technology has been supported by targets to promote the production of electricity from cleaner renewable and pollution free sources.

There were operating approximately 40 000 MW of wind power turbine capacity in more than 50 countries around the world by the end of 2003. More than 28 000 MW (70% of global capacity) were installed in the EU countries. Wind turbines generated 2.4% of EU-15 electricity in 2003. The wind energy penetration levels in the electricity sector have reached more than 20% in Denmark and about 5% in both Germany and Spain [1].

The average growth of wind power annual market has been about 30% in Europe over the last ten years. Wind energy provides electricity to the equivalent household needs of 35 million European citizens today. As about the exploitable wind resource for the EU-25 countries, there has been estimated the onshore wind resource about 600 TWh and the offshore wind resource up to 3 000 TWh. The upper end of this estimation is far exceeding the level of entire electricity consumption of EU-15 countries.

The grid-connected megawatt scale wind generators now entering the market generate 500...3000 kW per unit mostly. Some manufacturers are presently engaged

in development of 3.5...5.0 MW and larger wind turbines and generators first of all for offshore wind parks.

Smaller wind turbines may be installed in small wind farm configurations or as individual units. The small wind turbine sector can cover next four segments: individual use, isolated communities and industries, connected to basic or distribution grids, power source for water pumps [2, 3].

Certain installations and consumers require a small-scale maintenance-free power supply independently of grid. Small wind turbines usually satisfy an individual power demand or property. A wind power plant of 0.2...30 kW capacity, with rotor diameters from 1 m up to around 15 m is a vital alternative for these consumers [2, 4].

A typical construction of variable-speed wind power plant consists of wind turbine rotor, gearbox and electric generator (Fig. 1, a). The rotor of a typical wind turbine rotates at the speed of 20...200 rpm (200...500 rpm for small-scale wind turbines) [5]. As a technical solution for conventional electromechanical converter for wind power plant, a high-speed (1000...1500 rpm) synchronous or doubly-fed induction generator with gearbox is very typical.

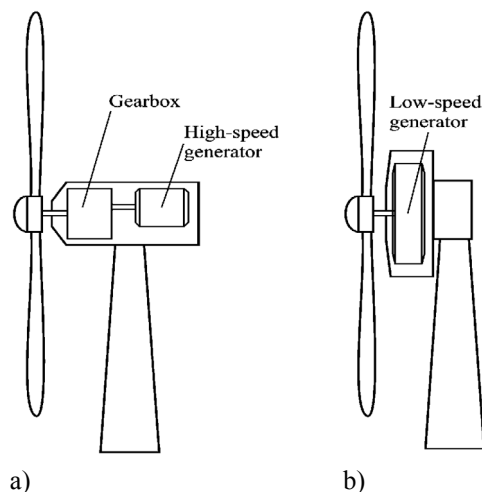


Fig. 1. Typical gearbox-generator (a) and direct-drive (b) structures of a wind power plant.

The gearbox adds to the weight of wind plant, generates additional noise, increases losses, and demands regular maintenance. As a solution to avoid these problems the direct-drive low-speed synchronous generator with power electronic converter may be used in wind power plants (Fig. 1, b) [5]. As examples of direct-drive synchronous generators some different megawatt scale prototypes have been developed and manufactured by Enercon in Germany, Lagerwey in Netherlands and Jeumont in France [1].

2. PERMANENT MAGNET LOW-SPEED DIRECTLY DRIVEN SYNCHRONOUS GENERATORS

In this paper an electromagnetic analysis of a low-speed directly driven synchronous generator for wind power applications of 7...10 kW power level is presented.

In the construction of small wind turbines very often directly driven low-speed synchronous generators have been used. Due to low rotational speed of the synchronous generator directly connected to the mechanical shaft of wind rotor the generator has a multipole construction [3, 5].

The synchronous generator may be excited by traditional current-carrying field winding or by permanent magnet system of high energy. The synchronous generators with permanent magnet excitation for the small-scale wind power units are more maintenance-free and reliable in long-term exploitation [3, 4]. Due to high number of pole pairs the PM construction enables a mass reduction in the stator yoke and rotor back-iron. As a result, the development of those innovative low-speed synchronous generators with permanent magnet (PM) excitation has been under high attention for last decade in the world.

A series of directly driven low-speed synchronous generators for the power of 0.2...30 kVA with permanent magnet (PM) excitation was carried out in the frames of present study. The machines have conventional constructions of synchronous generator with radial magnetic flux in the air-gap between the inner rotor and outer stator. The radial-flux PM generators may be divided into two main groups having surface-magnet or buried-magnet systems [5] respectively. In this study the PM generators with surface-magnet system have been analyzed.

3. ANALYSIS OF PRIMARY MAGNETIC FIELD IN PM SYNCHRONOUS GENERATORS

3.1. Magnetic field in air-gap of PM synchronous machine

The distribution of primary magnetic field in air-gap of radial flux PM synchronous generator has been analyzed. Analytical models have been created for the PM machine topology, in which the following assumptions are used:

1) Stator surface is toothless and smooth (the stator surface saliency is neglected), the influence of slots will

be taken into consideration by Carter factor.

2) The magnetic scalar potential U_m on the N-pole magnet surface is $U_{m1} = +F_m$, on the S-pole magnet surface is $U_{m2} = -F_m$ and on the stator surface $U_{m3} = 0$.

3) The depth of gap between PM poles is indefinite.

To determine the distribution of magnetic field in the air-gap the method of conformal mapping has been used [6]. The air-gap between surfaces of a pair of N-S magnets and stator for the model of PM machine (Fig. 2, a) is represented in complex coordinates $z = x + jy$ as a zone $z_1 - z_2 - z_3 - z_4 - z_5$. The zone of respective conformal complex coordinates $w = u + jv$ is represented on the Fig. 2, b.

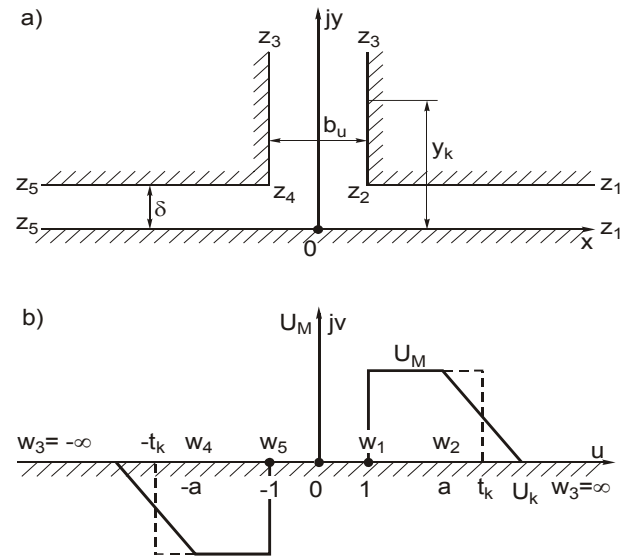


Fig. 2. Air-gap model of PM machine (a) and the conformal mapping of the model (b).

On the basis of conformal mapping method and taking into consideration the boundary conditions of magnetic scalar potential U_m for the magnet-pole and stator surfaces in z -coordinates, the magnetic complex potential for the conformal complex w -coordinates may be determined by Schwarz' integral [6]

$$W(w) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U_m(\xi)}{\xi - w} d\xi + K. \quad (1)$$

As a result of integrating the equation for the conformal function of the magnetic complex potential in the zone of air-gap in w -coordinates will be obtained as

$$W(w) = \frac{F_m}{\pi} \left\{ \ln \frac{a^2 - w^2}{1 - w^2} + \frac{u_k}{\Delta u_k} \ln \left(\frac{u_k^2 - w^2}{a^2 - w^2} \right) - \frac{w}{\Delta u_k} \left[\ln \left(\frac{(u_k - w)}{(u_k + w)} \right) \cdot \left(\frac{w + a}{w - a} \right) \right] \right\}. \quad (2)$$

Magnetic flux density in w -coordinates will be evaluated as the derivative of the magnetic vector potential:

$$\bar{B}_w = -j\mu_0 \frac{d\bar{W}(w)}{dw}$$

$$= -j\mu_0 \frac{F_m}{\pi} \left[\frac{2\bar{w}}{1-\bar{w}^2} - \frac{1}{\Delta u_k} \cdot \ln \left(\frac{u_k - \bar{w}}{a - \bar{w}} \frac{a + \bar{w}}{u_k + \bar{w}} \right) \right]. \quad (3)$$

On the basis of magnetic flux density in w -coordinates the distribution of magnetic flux density in z -coordinates (in air-gap) will be obtained

$$\bar{B}_z = \bar{B}_w \left(\frac{dw}{dz} \right). \quad (4)$$

If there will be taken into consideration the relationship

$$\frac{dz}{dw} = j \frac{b_u}{\pi} \frac{\sqrt{w^2 - a^2}}{(w^2 - 1)} \quad (5)$$

the distribution of magnetic flux density in air-gap may be characterized as follows:

$$\bar{B}_z = -jB_a \frac{\delta}{b_u} \frac{2\bar{w}}{\sqrt{a^2 - \bar{w}^2}} \times \left[1 - \frac{1 - \bar{w}^2}{w\Delta u_k} \ln \left(\frac{u_k - \bar{w}}{u_k + \bar{w}} \frac{a + \bar{w}}{a - \bar{w}} \right) \right] \quad (6)$$

where $B_a = \mu_0 \cdot F_m / \delta$ is the calculated flux density on the pole (magnet) axis.

Magnetic flux density in air-gap for stator core surface can be expressed

$$\bar{B}_z'' = -jB_a \frac{2\delta}{b_u} \frac{\bar{w}}{\sqrt{a^2 - \bar{w}^2}} \quad (7)$$

The distribution of magnetic flux density in air-gap on the surface of stator core without slots for one pole pitch τ calculated by the formulae (7) is represented in the Fig 3.

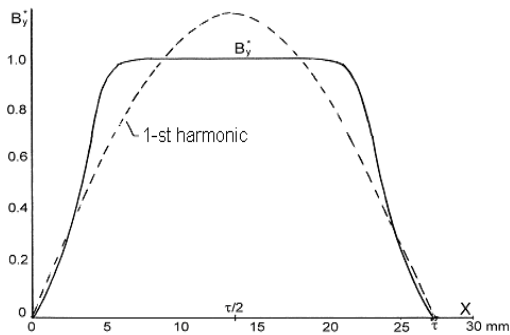


Fig. 3. Distribution of magnetic flux density in air-gap of PM generator on the surface of stator core without slots for pole pitch τ and by constant length of air-gap.

As a result of Fourier' analysis of the computed magnetic flux density distribution on the ground of (7) the curve of 1st harmonic of magnetic flux density has been calculated and shown in Fig. 3. As it can be noticed by comparison of the curves of total and 1st harmonic of flux density in Fig. 3 the curve of total magnetic flux density $B_y^*(x)$ consists of a considerable influence of 3rd harmonic.

Integration of the magnetic flux density B_y^* per one pole pitch τ will give the value of total magnetic flux in air-gap per one pole as

$$\phi_\delta = \mu_0 \frac{F_m}{\delta} \tau l_m k_\phi \quad (8)$$

where l_m – length of stator magnetic core; k_ϕ – coefficient of magnetic flux reduction obtained by conformal mapping (for the curve of magnetic flux density in Fig. 3 the coefficient k_ϕ will be as $k_\phi = 0.756$).

3.2. Equivalent magnetic circuit for primary magnetic field

The distribution of primary magnetic fluxes in air-gap and both stator and rotor magnetic cores caused by permanent magnets on rotor surface may be characterized by the simplified construction of magnetic circuit Fig. 4.

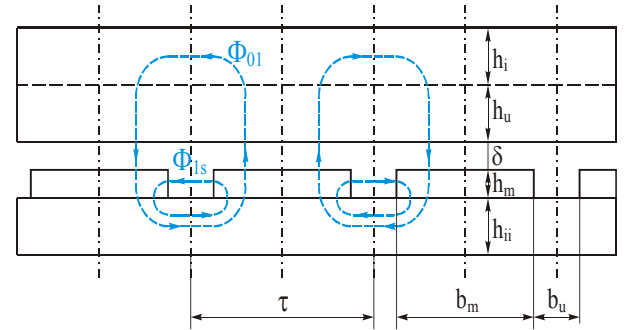


Fig. 4. An approximation of distribution of primary magnetic fluxes in the magnetic circuit of PM synchronous generator

On the basis of the primary magnetic flux distribution caused by permanent magnets on rotor surface the equivalent reluctance diagram of magnetic circuit for calculation of magnetic field per one magnetic pole [7] has been shown in Fig. 5.

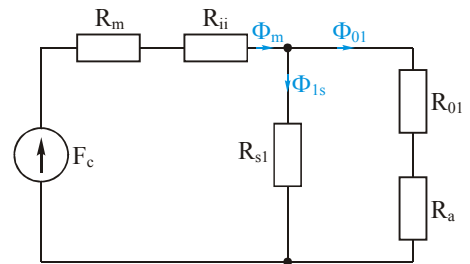


Fig. 5. Equivalent magnet circuit for analysis of the distribution of primary magnetic fluxes of PM generator

The parameters of the equivalent magnetic circuit Fig. 5:

- 1) $F_c = H_c h_m$ – magnetomotive force of a magnet;
- 2) R_m – reluctance of permanent magnet per half width of magnet

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_m \frac{b_m}{2} l_m}, \text{ if } \mu_m = Br / Hc; \quad (9)$$

- 3) R_{mii} – reluctance of rotor magnetic core (rotor back iron)

$$R_{mii} = \frac{\ell_{ii}}{\mu_i h_{ii} l_m}, \quad (10)$$

- 4) R_{01} – reluctance of air-gap

$$R_{s1} = \frac{\delta}{\mu_o (\tau/2) \ell_m k_\phi \cdot k_c}, \quad (11)$$

if k_c – Carter factor to take into account the influence of slots;

- 5) R_a – reluctance of stator magnetic circuit of teeth and yoke;

- 6) R_{s1} – reluctance for the air-gap leakage flux calculated by air-gap reluctance R_{01} and leakage factor σ_s as follows

$$R_{\delta 1} = \frac{R_{01}}{\sigma_s}. \quad (12)$$

3.3. Influence of armature reaction to the magnetic field of PM machine

Currents in stator winding under different load conditions will affect the magnetic field in air-gap. The influence of secondary magnetic field due to currents in stator winding will be taken into consideration in air-gap magnetic field as armature reaction. The armature reaction will cause a distortion of the air-gap magnetic field.

The d -axis component of armature reaction by the direction of permanent magnet axis will affect the strength of primary magnetic field in air-gap. The q -axis component of armature reaction by the direction of axis between permanent magnets will cause a distortion of primary magnetic field in air-gap first of all.

Permanent magnet materials have very low level of permeability μ_s . As a result the equivalent thickness of air-gap δ_{eqv} (different for d - and q -axis) will be much larger than δ_0 . It will reduce relatively the affect of armature reaction to the magnetic field in air-gap compared to conventional synchronous machines of traditional construction.

The magnets are placed and fixed in nests on the rotor surface. The distribution of both d - and q -axis magnetic flux components of radial flux PM synchronous generator and equivalent magnetic circuit diagrams for calculation of magnetic fluxes are shown in Fig. 6 and Fig. 7 respectively.

In analysis of armature reaction magnetic flux distribution for d -axis there have been obtained expression for resulting magnetic flux per one pole pitch τ in d -axis as follows:

$$\phi_d = \mu_0 \frac{2}{\pi} \frac{F_{amd}}{k_{ci} \cdot k_{\mu d} \delta_1} l_m \tau \cdot k_{\phi d} \quad (13)$$

where $k_{\phi d}$ is the armature reaction magnetic flux coefficient for d -axis

$$k_{\phi d} = \left(1 - \frac{k_{c1} \cdot \delta_1}{k_{c2} \cdot \delta_2} \right) \sin \left(\frac{b_m \pi}{\tau} \right) + \frac{k_{c1} \delta_1}{k_{c2} \delta_2}. \quad (14)$$

The formulae for calculation of armature reaction magnetic flux in q -axis can be expressed as

$$\phi_{aq} = \mu_0 \frac{2}{\pi} \frac{F_{amq}}{k_{c2} k_{\mu q} \delta_2} l_m k_{\phi q}, \quad (15)$$

where $k_{\phi q}$ is the armature reaction magnetic flux coefficient for q -axis

$$k_{\phi q} = \left(1 - \frac{k_{c2} \delta_2}{k_{c1} \delta_1} \right) \cos \left(\frac{b_m \pi}{\tau} \right) + \frac{k_{c2} \delta_2}{k_{c1} \delta_1}. \quad (16)$$

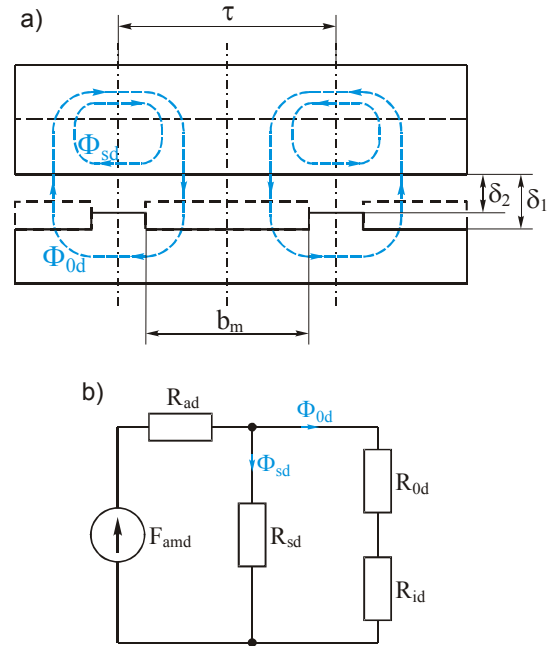


Fig. 6. Distribution of d -axis armature reaction magnetic fluxes (a) and equivalent magnetic circuit diagram (b) for calculation of d -axis magnetic fluxes respectively.

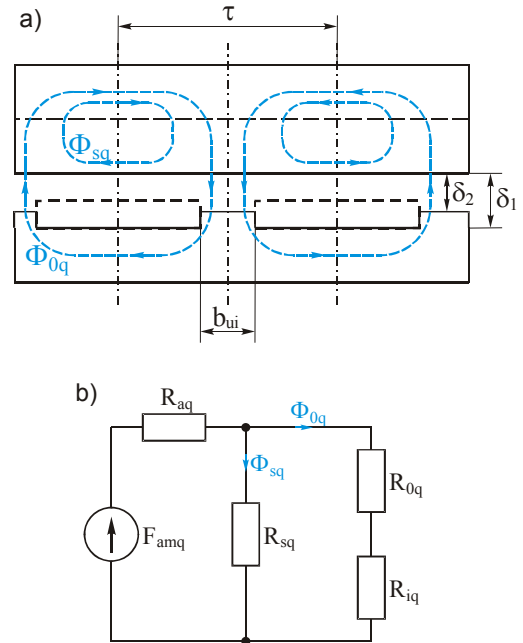


Fig. 7. Distribution of q -axis armature reaction magnetic fluxes (a) and equivalent magnetic circuit diagram (b) for calculation of q -axis magnetic fluxes respectively.

4. DESIGN OF THE PM PROTOTYPE MACHINE

A prototype of 10 kW PM synchronous machine was designed to be used as a sinusoidal supply. A fractional winding on stator of the PM machine has been used. Calculations of the main parameters and operating characteristics of the prototype PM machine as preliminary design were made using analytical methods as well as the results of conformal mapping analysis. The results of analytical analysis were compared with the results of finite element analysis using the program Maxwell.

The number of poles of the PM machine is 28 and the number of stator slots is 60. The nominal frequency 50 Hz for terminal voltage will be achieved by rotational speed of 214.3 rpm. The line voltage of the generator is 400 V. The outer and inner diameters of stator are 400 mm and 242 mm respectively. The length of both stator and rotor magnetic cores is 240 mm. NdFeB-type Neorem-magnets of rectangular form on rotor surface were placed to build up the primary magnet field of excitation.

5. EXPERIMENTAL STUDY OF THE PM PROTOTYPE MACHINE

The designed PM prototype generator was manufactured and tested using the drive system with converter controlled induction motor. The open-circuit and load characteristics for different rotational speed were measured. There have been connected to the terminals of PM generator the three-phase load as a resistive load or as a diode rectifier with resistive load.

The waveform of measured open-circuit phase-to-phase voltage of the PM generator at the speed of 214.3 rpm is shown in Fig. 8. The phase-to-phase voltages of the prototype PM generator are almost sinusoidal. The value of open-circuit depends of the temperature of magnets. The measured open-circuit phase-to-phase voltage is 493 V and the calculated one is 488 V correspondingly.

In the conditions of nominal three-phase symmetrical resistive load the voltage of prototype PM machine is 405 V compared to calculated one 400 V. The computed data agree well with the experimentally measured ones. The differences may be caused by the magnet temperatures different compared to predicted ones. The waveform of measured voltage is almost sinusoidal (Fig. 9).

5. CONCLUSIONS

A 10 kW directly driven low-speed PM synchronous generator for wind power applications has been designed, manufactured and tested. The stator of conventional construction has a fractional winding. As a result a low torque ripple has been achieved and the voltage waveform is almost sinusoidal. The excitation of the PM generator is made by NdFeB magnets mounted into the nests on the surface of the rotor yoke.

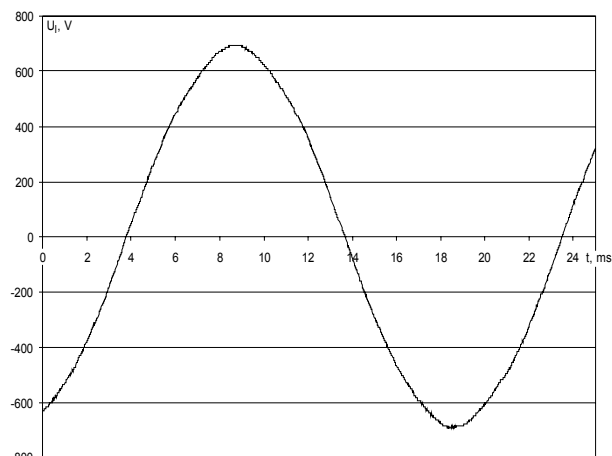


Fig. 8. Open-circuit phase-to-phase voltage of the prototype PM generator

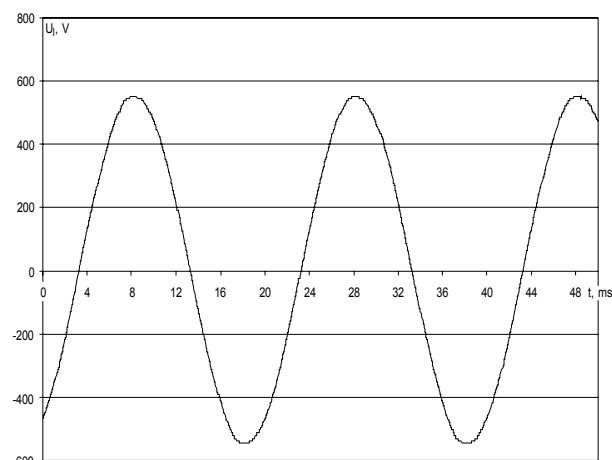


Fig. 9. Phase-to-phase voltage of the prototype PM generator by three-phase symmetrical resistive load.

The analytical study of distribution of primary electromagnetic field in the zone of air-gap has been made using both conformal mapping method as well as modeling by finite element method on the basis of Maxwell program. The analytically calculated parameters and characteristics of the PM generator are compared with the experimental data. There is a good correlation between the analytical and experimental data.

The results of tests confirmed the accuracy of developed in this study the analytical models of PM synchronous generator with radial magnetic flux. On the basis of these analytical models it is possible to predict the main parameters and characteristics designing a radial flux PM generator.

But as a tendency, the calculated voltages of both the open-circuit or loaded generator are lower compared to experimentally measured voltages by 0.5...1.2%. Perhaps it is caused by differences of calculated and real magnet temperatures. To make the electromagnetic analysis of the PM synchronous generators more accurate, there have to be developed more accurate thermal analysis methods for PM generators.

7. REFERENCES

1. European Wind Energy Association. *Wind energy – the facts*. An analysis of wind energy in the EU-25, 200 p., 2003.
2. Grauers A.: *Design of Direct-Driven Permanent-Magnet Generators for Wind Turbines*. Technical Report no. 292, Chalmers University of Technology, 133 p., Göteborg, Sweden, 1996.
3. Lampola P.: *Directly Driven, Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications*. Ph.D. Dissertation, Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, 62 p., Espoo, Finland, 2000.
4. Dubois M.R., Polinder H., Ferreira J.A.: *Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines, an Adapted Technology for Turbines Running in Cold Climate*. Proceedings of the Conference Wind Energy in Cold Climate, pp. 82–84, Matane, Canada, 2000.
5. Kilk A.: *Design and Experimental Verification of a Multipole Directly Driven Interior PM Synchronous Generator for Wind Power Applications*. Proceedings of the 4th International Conference Electric Power Quality and Supply Reliability, pp. 87–89, Pedase, Estonia, 2004.
6. Lavrentjev M.I., Shabat B.V.: *Theory and Methods of Complex Variable Functions* (in Russian). 743 p., Moscow, 1965.
7. Gieras J.F., Wing M.: *Permanent Magnet Motor Technology. Design and Applications*. Marcel Dekker AG, 590 p., 2002.

LOW-SPEED PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR FOR SMALL-SCALE WIND POWER APPLICATIONS

A. KILK*

Department of Fundamentals of Electrical Engineering and Electrical Machines
Tallinn University of Technology
5 Ehitajate Rd., 19086 Tallinn, Estonia

Tendencies in development of wind power industry including direct-drive small-scale wind power plants and generators have been analyzed. Synchronous generators with permanent magnet excitation for direct-drive wind power turbines are described. Primary magnetic field distribution and effect of armature reaction have been studied for design of a low-speed multipole permanent-magnet synchronous generator with radial magnetic flux. The test results of a prototype permanent-magnet generator are analyzed and compared with the calculated data and characteristics.

Introduction

Wind power is an energy source whose industrial application in the world has grown at the fastest rate in the last 10–15 years. Installed capacity of wind power plants is continuously growing at a level of annual rate exceeding 30%. The European power market has been the main driving force in development of wind power industry for many years. In EU countries, a record installation of more than 6 180 MW new wind power generators was achieved in 2005. By the end of 2005, the capacity of wind energy generation reached a level of more than 40 500 MW in Europe and more than 59 300 MW worldwide [1]. In Europe, the current targets of using wind capacity are 75 000 MW by 2010, 180 000 MW by 2020, and 300 000 MW by 2030.

Powerful grid-connected megawatt-scale wind generators 0.5–5.0 MW per unit are mostly manufactured and installed as pollution-free sources of renewable energy in the world in last years. At the same time many smaller wind turbines are required for certain installations and local consumption as maintenance-free independent power suppliers. A small-scale wind power

* Corresponding author: e-mail address kilk@cc.ttu.ee

turbine of the capacity 0.2–30 kW, with rotor diameters from 1 m up to 15 m may be used as a flexible and vital alternative for local power demand in isolated regions or locations [2–4].

Permanent-magnet (PM) synchronous generators are one of the best solutions for small-scale wind power plants. Low-speed multipole PM generators are maintenance-free and may be used in different climate conditions. It is possible to combine PM wind generators for hybrid technologies such as wind-diesel, wind-photovoltaic etc.

A conventional megawatt-scale wind power plant consists of a low-speed wind turbine rotor, gearbox and high-speed (1000–1500 rpm) electric generator (Fig. 1a). The rotor of a typical wind turbine rotates at the speed of 15–100 rpm (150–500 rpm for small-scale wind turbines) [4].

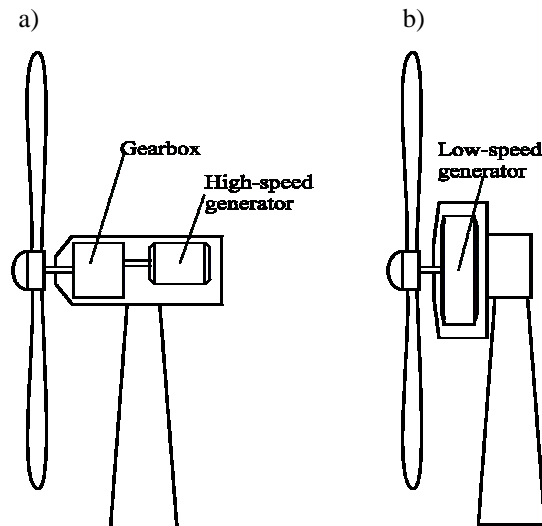


Fig. 1. Typical structures of gearbox-generator (a) and direct-drive generator (b) of a wind power plant.

The use of a gearbox causes many technological problems in a wind power plant, as it demands regular maintenance, increases the weight of the wind plant, generates noise and increases power losses. These problems may be avoided using an alternative – a direct-drive low-speed PM synchronous generator (Fig. 1b) [4, 5].

This paper studies small-scale synchronous generators with permanent magnet excitation for direct-drive wind-power turbines and presents the analysis of magnetic field distribution in air gap and in magnetic circuit of the generator with radial magnetic flux and permanent magnet excitation. The results of analytical as well as experimental study of low-speed direct-

drive permanent magnet-excited synchronous generators for small-scale wind power applications have been presented.

Low-speed direct-drive permanent magnet synchronous generators

In small-scale wind power plants very often low-speed direct-drive synchronous generators are used. Due to low rotational speed of the synchronous generator directly connected to the mechanical shaft of the wind rotor, the generator has a multipole construction [3, 5]. In this paper an electromagnetic analysis of a low-speed direct-drive multipole synchronous generator for wind power applications of 5–10 kW power level is presented.

A synchronous generator may be excited by traditional current-carrying field winding or by permanent magnet system of high energy. Synchronous generators with permanent magnet excitation for small-scale wind power units are more maintenance-free and reliable in long-term exploitation [2–4]. Due to high number of pole pairs, the PM construction enables a mass reduction in the stator yoke and rotor back-iron. As a result, the development of those innovative low-speed synchronous generators with PM excitation has been received high attention in the world for the last decade.

A series of low-speed direct-drive synchronous generators of the rated power of 5–10 kW with PM excitation was used in the frames of the present study. The generators were of a conventional construction of a typical synchronous generator with radial magnetic flux in the air gap between the inner rotor and the outer stator. The radial-flux PM generators may be divided into two main groups: with surface-magnet or buried-magnet systems [2, 4], respectively. In this study PM generators with the surface-magnet system have been studied and analyzed.

Analysis of primary magnetic field in PM synchronous generators

The primary magnetic field caused by PM poles of a synchronous generator have been modelled as well as analyzed by the method of conformal mapping. The construction of PM poles may be designed with or without ferromagnetic pole shoes. In this paper distribution of the magnetic field caused by PM poles both with and without ferromagnetic shoes has been studied.

A linear model of the PM synchronous generator for analysis of magnetic flux distribution in the non-magnetic gap between ferromagnetic cores of the armature and inductor has been created for this study (Fig. 2). This model was used to describe the distribution of magnetic flux caused by permanent magnets to main flux Φ_{01} and leakage flux Φ_s .

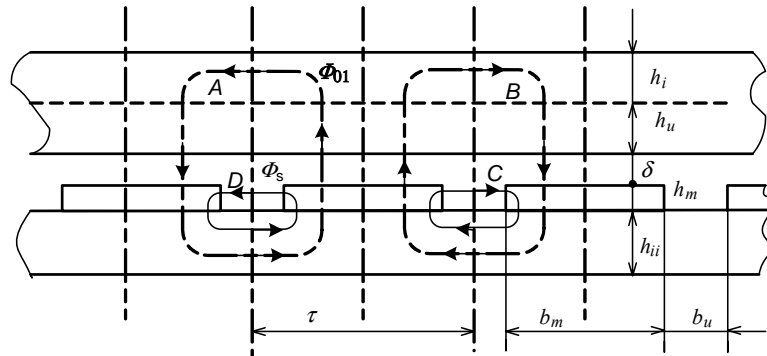


Fig. 2. A linear model of the air-gap zone for a PM synchronous generator.

Magnetic field in the air gap of the PM synchronous generator with ferromagnetic pole shoes

Distribution of the primary magnetic field in the air gap of the radial-flux PM synchronous generator has been analyzed by means of an analytical model created for the PM machine topology, in which the following assumptions are used:

- 1) Stator surface is toothless and smooth (salience of the stator surface is neglected), the influence of slots will be considered by Carter factor.
- 2) Magnetic scalar potential U_m of the ferromagnetic pole shoes on the N-pole magnet surface $U_{m1} = +F_m$, that on the S-pole magnet surface $U_{m2} = -F_m$, and on the stator surface $U_{m3} = 0$ (Fig. 3).

To determine the distribution of magnetic field in the air gap, the method of conformal mapping has been used [5, 6]. The linear model of the air gap between the surfaces of a pair of N-S magnets covered by ferromagnetic shoes and stator's ferromagnetic core of a PM generator (Fig. 4a) is presented in complex coordinates $z = x + jy$ as the zone $z_1 - z_2 - z_3 - z_4 - z_5$. The depth of the gap between PM poles is indefinite.

The zone of respective conformal complex coordinates $w = u + jv$ is presented in Fig. 4b.

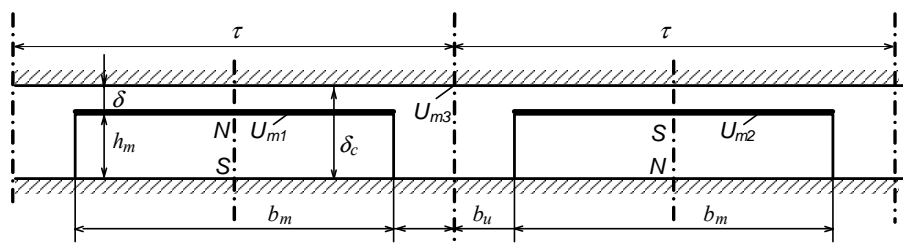


Fig. 3. A linear model of the air gap zone for PM poles with ferromagnetic shoes.

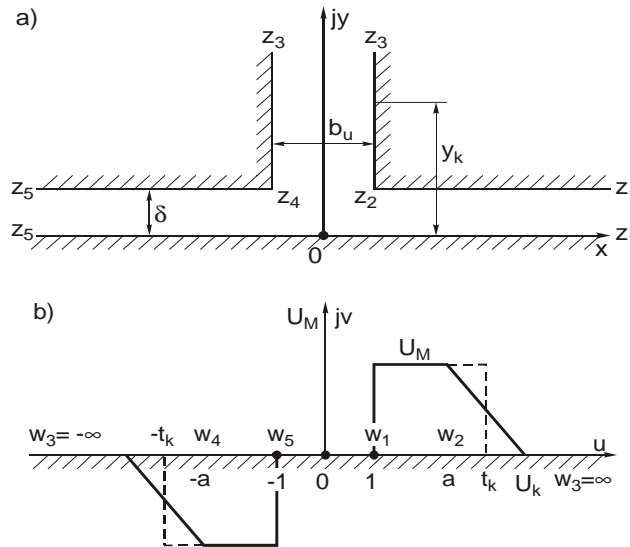


Fig. 4. Air gap model of the PM generator (a), and the conformal map of the model (b).

Using the conformal mapping method and considering the boundary conditions of magnetic scalar potential U_m for the magnet-pole and stator surfaces in z -coordinates, at first the magnetic complex potential $W(w)$ for the conformal complex w -coordinates may be determined by Schwarz' integral [5, 6]. As a result of integrating, the equation for the conformal function of the magnetic complex potential $W(w)$ in the zone of air gap in w -coordinates will be obtained.

Magnetic flux density in w -coordinates will be evaluated as a derivative of the magnetic vector potential $W(w)$

$$\bar{B}_w = -j\mu_0 \frac{d\bar{W}(w)}{dw}. \quad (1)$$

On the basis of magnetic flux density in w -coordinates, the distribution of magnetic flux density in z -coordinates (in the air gap) will be obtained:

$$\bar{B}_z = \bar{B}_w \left(\frac{dw}{dz} \right). \quad (2)$$

Magnetic flux density in the air gap for the stator's core surface can be expressed as

$$\bar{B}_z = -jB_a \frac{2\delta}{b_u} \frac{\bar{w}}{\sqrt{a^2 - \bar{w}^2}}. \quad (3)$$

Distribution of magnetic flux density in the air gap on the surface of the stator core without slots for one pole pitch calculated by Eq. (3) is presented in Fig 5.

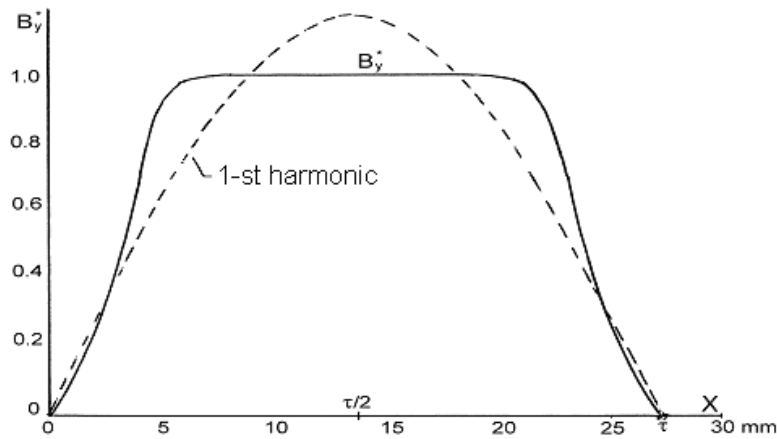


Fig. 5. Distribution of magnetic flux density in the air gap of the PM generator on the surface of stator core without slots for pole pitch at constant length of the air gap.

As a result of Fourier’ analysis of the computed distribution of magnetic flux density using Eq. (3), the curve of the 1st harmonic of magnetic flux density has been calculated and shown in Fig. 3. As can be noticed by comparison of the curves of total and the 1st harmonic of flux density in Fig. 5, the curve of total magnetic flux density $B_y^*(x)$ is considerably influenced by the 3rd harmonic.

Integration of magnetic flux density B_y^* per one pole pitch will give the value of total magnetic flux in the air gap per one pole as

$$\phi_\delta = \mu_0 \frac{F_m}{\delta} \tau l_m k_\phi, \tag{4}$$

where l_m – length of stator’s magnetic core; k_ϕ – coefficient of magnetic flux reduction obtained by conformal mapping (for the curve of magnetic flux density in Fig. 5 the coefficient k_ϕ will be $k_\phi = 0.756$).

Magnetic field in the air gap of the PM synchronous generator without ferromagnetic pole shoes

For analytical analysis of distribution of the primary magnetic field in the air gap, a model for a non-magnetic gap including the zones of both air gap and permanent magnets between the armature and ferromagnetic surfaces of the inductor was created. Instead of permanent magnets, a system of linear-surface current densities $\pm\sigma_s$ has been included in the model (Fig. 6).

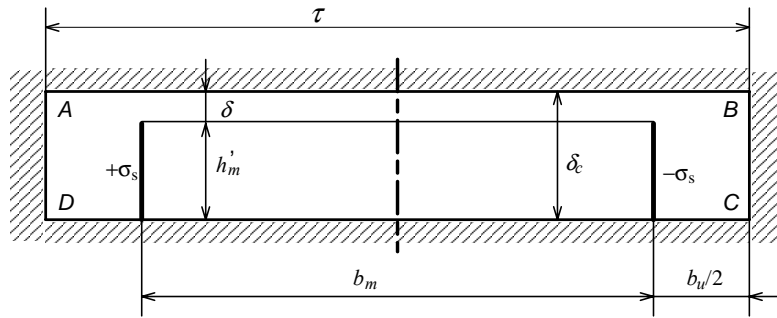


Fig. 6. A model of an equivalent non-magnetic gap of the PM generator.

For the zone A-B-C-D of the model, distribution of magnetic field caused by surface current densities $\pm\sigma_s$ may be determined by solving Maxwell equations. However, it will be complicated to use this solution for practical calculations in the cases of different constructions of PM synchronous generators.

In the present study the method of conformal mapping has been used for analysis of the magnetic field distribution. A model for one half of a PM pole zone for the plane $z = x + jy$ has been created (Fig. 7a). As the result of conformal mapping, this model will be transformed into a new model for the plane $w = u + jv$ (Fig. 7b).

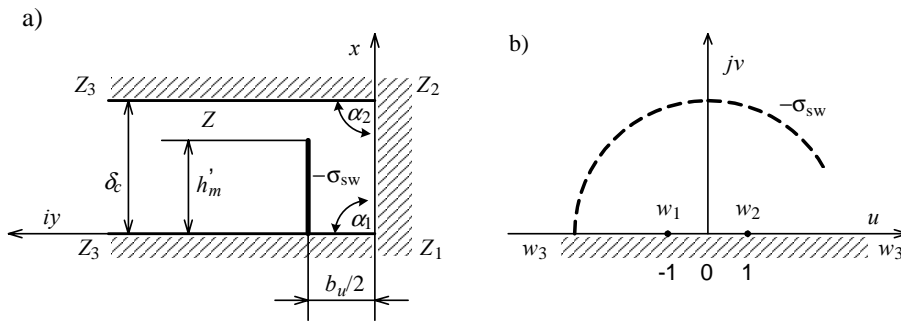


Fig. 7. Conformal mapping of the model for the air gap of the PM generator.

By means of conformal mapping method distribution of primary magnetic flux density in the air gap was determined at first for the w -plane B_w , and thereafter transformed to the real z -plane B_z :

$$B_z = B_a \sqrt{|u^2 - 1|} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(u - u_{si})}{(u - u_{si})^2 + v_{si}^2}, \quad (5)$$

where the calculated value of magnetic flux density in the air gap on the axis of permanent magnets

$$B_a = \mu_0 \frac{I}{\delta_c} = \mu_0 \frac{F_c}{\delta_c}, \quad (6)$$

and the calculated magnetomotive force of permanent magnets by rated temperature

$$F_c = H_c \cdot h_m. \quad (7)$$

Distribution of relative magnetic flux density in the air gap on the level of the stator's core surface calculated by these equations was compared by experimental data (Fig. 8). There was a good correlation between calculated and experimental data.

As a result of this analysis, the distribution of main magnetic flux in the air gap and magnetic cores of both armature and inductor will be calculated. At the same time the distribution of leakage flux will be taken into consideration.

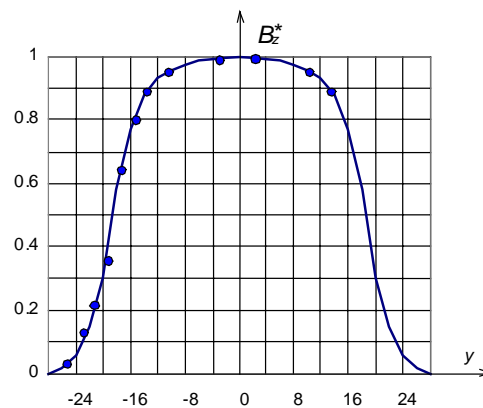


Fig. 8. Calculated and experimental distribution of relative magnetic flux density in the air gap on the surface of the armature core.

Analysis of magnetic flux distribution by the method of equivalent magnetic circuits

For simplified analysis of both main and leakage fluxes, the method of equivalent lumped-parameter magnet circuit in accordance with the topology of the PM generator may be used (Fig. 9).

To calculate a more exact distribution of magnetic fluxes from the permanent magnet into the air gap of the machine, the surface of the magnet has been divided into two parts causing two different paths of leakage fluxes

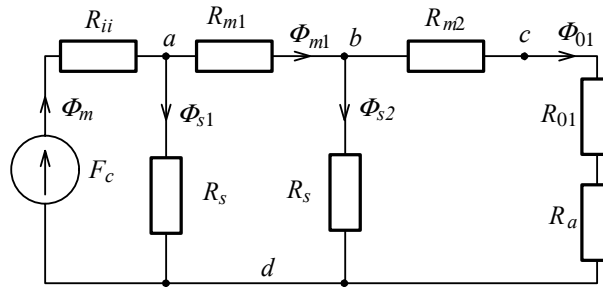


Fig. 9. A lumped-parameter magnetic circuit for the PM synchronous generator.

Φ_{s1} and Φ_{s2} respectively. Using this method, the main magnetic flux Φ_{01} as well as the distribution of the primary magnetic field was calculated for comparison.

For design of a PM generator, the influence of the air gap of varying thickness between PM poles and stator core surfaces has been analyzed to determine the way how to transform it to an equivalent air gap of constant thickness. As a result, some corrections have been developed for design calculations of PM synchronous generators.

Armature reaction in PM generators

Under load conditions the currents in the armature winding of the PM generator will create the secondary magnetic field, which will cause the armature to react affecting the resulting magnetic field. Armature reaction will cause a distortion of the distribution of the magnetic field in the air gap of the PM generator. The d - and q -axis components of armature reaction have been studied.

The d -axis component of armature reaction by the direction of permanent magnet axis will affect the strength of the primary magnetic field in the air gap (Fig. 10a). The q -axis component of armature reaction by the direction of the axis between permanent magnets will, first of all, cause a distortion of the primary magnetic field in the air gap (Fig. 11a).

The level of permeability μ_s of permanent magnet materials is very low. As a result, the equivalent thickness of the air gap δ_{eqv} (different for d - and q -axis) will be much larger than δ_0 . It will reduce relatively the effect of armature reaction on the magnetic field in the air gap compared to conventional synchronous machines of traditional construction.

The magnets are placed and fixed in nests on the rotor surface. The distribution of both d - and q -axis magnetic flux components of radial-flux PM synchronous generator and equivalent magnetic circuit diagrams for calculation of magnetic fluxes are shown in Fig. 6 and Fig. 7, respectively.

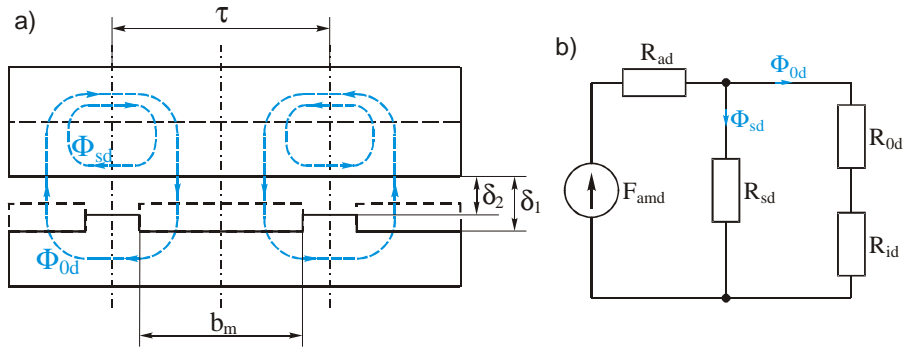


Fig. 10. Distribution of d-axis magnetic fluxes of armature reaction (a) and equivalent magnetic circuit diagram (b) for calculation of d-axis magnetic fluxes.

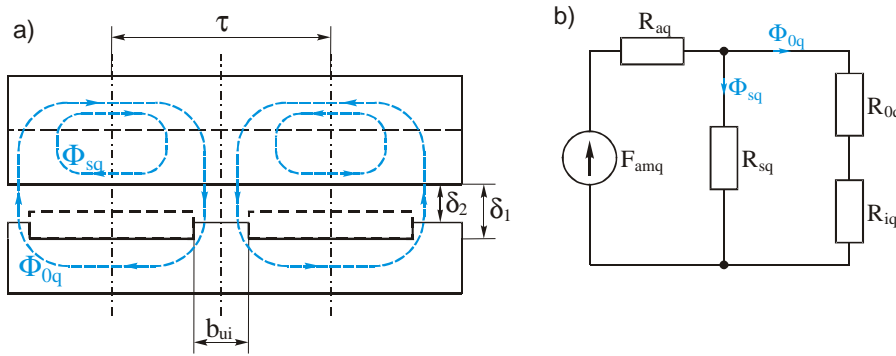


Fig. 11. Distribution of q-axis magnetic fluxes of armature reaction (a) and equivalent magnetic circuit diagram (b) for calculation of q-axis magnetic fluxes.

At analysing magnetic flux distribution of armature reaction for *d*-axis, the expression for resulting magnetic flux per one pole pitch τ in *d*-axis was obtained as follows:

$$\phi_d = \mu_0 \frac{2}{\pi} \frac{F_{amd}}{k_{ci} \cdot k_{\mu d}} l_m \tau \cdot k_{\phi d}, \quad (13)$$

where $k_{\phi d}$ is the magnetic flux coefficient of armature reaction for *d*-axis

$$k_{\phi d} = \left(1 - \frac{k_{c1} \cdot \delta_1}{k_{c2} \cdot \delta_2} \right) \sin \left(\frac{b_m \pi}{\tau} \right) + \frac{k_{c1} \delta_1}{k_{c2} \delta_2}. \quad (14)$$

The formulae for calculation of magnetic flux of armature reaction for *q*-axis can be expressed as

$$\phi_{aq} = \mu_0 \frac{2}{\pi} \frac{F_{amq}}{k_{c2} k_{\mu q} \delta_2} \tau l_m k_{\phi q}, \quad (15)$$

where $k_{\phi q}$ is the magnetic flux coefficient of armature reaction for q -axis:

$$k_{\phi q} = \left(1 - \frac{k_{c2} \delta_2}{k_{c1} \delta_1} \right) \cos \left(\frac{b_m \pi}{\tau 2} \right) + \frac{k_{c2} \delta_2}{k_{c1} \delta_1}. \quad (16)$$

Because of the q -axis component of armature reaction, first of all, distortion of the magnetic field in the teeth and yoke zone of the armature will be caused. The q -axis component of magnetic flux related to the inductor and permanent magnets is relatively small. The d -axis component of armature reaction will cause reduction of magnetic flux density by about 12–15% in the teeth zone of the armature core at rated load currents. As the result, both q - and d -axis components of armature reaction cause a 17-% reduction of magnetic flux in the teeth zone. In this reduction, the influence of slot leakage flux has been taken into account.

Due to very low permeability μ_s for permanent magnet material, the equivalent thickness of a non-magnetic gap between the armature and magnetic cores of the inductor is relatively large. The influence of a large non-magnetic gap will reduce the effect of armature reaction in PM generators compared to conventional synchronous machines [5].

Design and experimental study of the PM generator

A prototype of the 10-kW PM synchronous generator with fractional two-layer armature winding was designed using analytical methods and results of conformal mapping studies. For comparison the distribution of magnetic fields was analyzed by the finite element method using the program Maxwell.

For the prototype PM machine, the number of armature slots 60 and the number of pole pairs 14 were chosen. Rectangular NdFeB magnets were fixed in the nests on the radial surface of the inductor's magnetic core. The length and outer diameter of the air gap were 240 mm and 242 mm, respectively. The line voltage in open-circuit conditions 488 V, nominal load 400 V, frequency 50 Hz for the nominal rotational speed of the inductor 214.3 rpm were prognosticated by design calculations.

The designed PM prototype generator was manufactured and tested using the drive system with a converter-controlled induction motor. The open-circuit and load characteristics for different rotational speeds were measured. The three-phase load as a resistive load or as a diode rectifier with resistive load were connected to the terminals of the PM generator.

The waveform of measured open-circuit phase-to-phase voltage of the PM generator at the rated speed of 214.3 rpm is shown in Fig. 12. The phase-to-phase voltages of the prototype PM generator are almost sinusoidal. The value

of open circuit depends on the temperature of magnets. The measured open-circuit phase-to-phase voltage is 493 V, and the calculated one is 488 V.

In the conditions of nominal three-phase symmetrical resistive load, the voltage of prototype PM generator is 405 V, the calculated one is 400 V. The computed data agree well with the experimentally measured ones. The differences may be caused by the magnet temperatures, which differ from the predicted ones. The waveform of measured voltage is almost sinusoidal (Fig. 13).

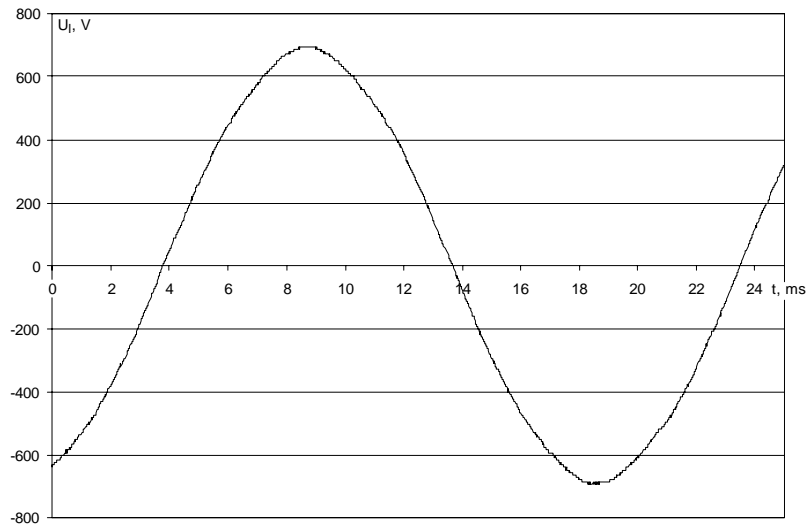


Fig. 12. Open-circuit phase-to-phase voltage of the prototype PM generator.

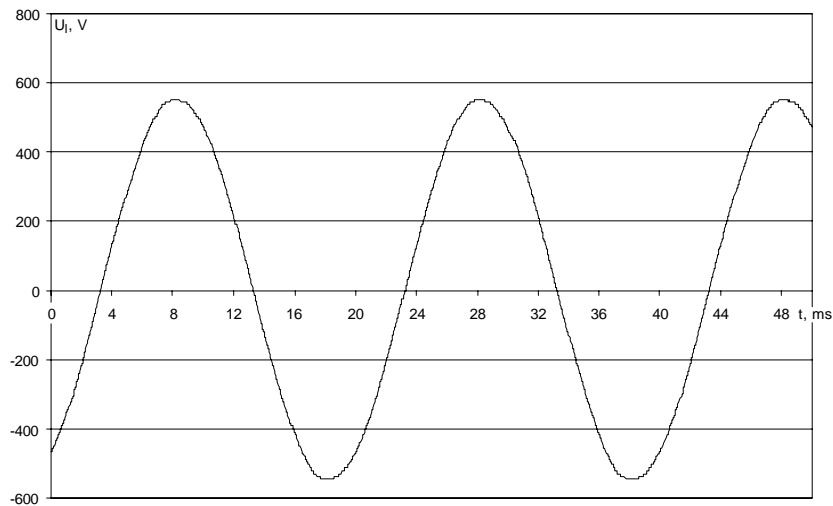


Fig. 13. Phase-to-phase voltage of the prototype PM generator by three-phase symmetrical resistive load.

The waveform of phase-to-phase voltage by open-circuit or symmetrical three-phase resistive load is almost sinusoidal, but phase voltage has a significant influence due to the 3rd harmonic effects.

Conclusions and discussions

A 10 kW low-speed PM synchronous generator for wind power applications was designed and tested experimentally. A fractional two-layer armature winding was used to minimize the influence of ripple torque. NdFeB rectangular magnets were fixed into the nests on the surface of the inductor yoke. The analytical study of distribution of the primary magnetic field by conformal mapping and finite element methods was compared with experimental data of PM-model and prototype-machine tests. There was a relatively good correlation between the analytical and experimental data.

As a result of tests, a very low level of ripple torque as well as almost sinusoidal waveform and predicted level of line voltage were achieved. The calculated line voltages for no-load and different-load conditions tended to be lower than the experimentally measured voltages by 0.5–1.3%. It was caused mainly by the fact that experimental temperatures of magnets were relatively lower than calculated design temperatures.

The distribution of temperatures in different parts of winding, teeth and yoke zones of the stator core and permanent magnets has been calculated by the method of thermal network. The calculated temperatures and those measured by sensors experimentally correlated relatively well, differing less than by 5%. Development of more accurate methods of thermal analysis for PM machines will make it possible to achieve a more accurate level of electromagnetic analysis on the PM synchronous generators for wind power applications.

REFERENCES

1. European Wind Energy Association, Wind Force 12 – 2005. EWEA News Release, February 2006. <http://ewea.org>.
2. *Grauers, A.* Design of Direct-Driven Permanent-Magnet Generators for Wind Turbines // Technical Report no. 292, Chalmers University of Technology: Goteborg, Sweden, 1996. 133 pp.
3. *Lampola, P.* Directly Driven Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications // Ph.D. Dissertation, Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics: Espoo, Finland, 2000. 62 pp.
4. *Kilk, A.* Design and Experimental Verification of a Multipole Directly Driven Interior PM Synchronous Generator for Wind Power Applications // Proceedings of the 4th International Electric Power Quality and Supply Reliability Workshop: Pedase, Estonia, 2004. P. 87–89.

5. *Kilk, A.* Analysis of Permanent Magnet Multipole Synchronous Generators for Wind Applications // Proceedings of IEEE Compatibility in Power Electronics: Gdynia, Poland, 2005. P. 68–73.
6. *Lavrentjev, M., Shabat, B.* Theory and Methods of Complex Variable Functions. Moscow, 1965. 716 pp. [in Russian].

Received December 22, 2006

Multipole Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Generators for Wind Applications

A. Kilk, A. Kallaste

Department of Fundamentals of Electrical Engineering and Electrical Machines,
Tallinn University of Technology, Estonia

ABSTRACT: This paper presents an analysis of tendencies in development and design of small-scale wind power applications on the basis of directly driven low-speed multipole permanent magnet synchronous generators. Analysis of primary magnetic field distribution and armature reaction in the conditions of surface-mounted radial magnetic flux permanent magnet system with non-constant air-gap thickness has been presented. The results of modelling and experimentally tested primary magnetic field distribution in air-gap has been analyzed and compared with the calculated data.

1. Introduction

Wind power is one the fastest growing energy source and technology in the world. Installed capacity of wind power plants has continued to grow at the level of annual rate in excess of 30% last years. By the beginning of 2008 wind power installations of the world had reached a level of 94 150 MW compared to 40 300 MW in the beginning of 2004 [1]. The World Energy Council has estimated the global wind resource available for generating of electricity having capacity of more than 10 000 GW and producing for an average wind year about 20 000 TWh electricity.

European countries have been the main driving force in wind energy development for many years. A record installation of 8 554 MW new wind power generators in 2007 has been achieved in EU countries. By the end of 2007 wind energy generating capacity have reached a level of more than 57 100 MW in Europe [1]. The capacity of wind power plants installed by the end of 2007 will produce 119 TWh of electricity annually, equal to 3.7 % of EU power demand. This will also prevent the emission of about 90 million tonnes of CO₂ per year. The current targets are for 80 000 MW of wind capacity in Europe by 2010, 180 000 MW by 2020 and 300 000 MW by 2030.

The most successful European countries in wind power development at the end 2007 are Germany (installed capacity 22 247 MW), Spain (15 145 MW) and Denmark (3 125 MW), having achieved penetration levels of 7%, 6.5% and 20% respectively [1],[2]. In 2007 a record 3 522 MW of wind turbines were installed in Spain [2]. Other leading countries in 2007 were Germany (1 667 MW of new capacity), France (888 MW), Portugal (434 MW) and UK (427 MW). In Estonia there was installed 26 MW of new capacities in 2007 reaching the level of more than 58 MW wind power generating capacity by the end of 2007.

Mostly the grid-connected megawatt-scale wind generators of 500–4 500 kW power are marketed and installed today in the world. At the same time there is a need for smaller wind power applications to cover mainly next four segments: individual use; isolated communities and industries; connected to basic or distribution grids; power source for water pumps [3].

Some consumers and certain installations require a local small-scale maintenance-free power supply independently of grid. Small wind turbines usually satisfy an individual local power demand. A wind power plant of 0.2–30 kW capacity having wind turbine diameters from 1 m up to around 15 m may be a vital alternative for these consumers.

Permanent magnet (PM) synchronous generators are one of the best solutions for small scale wind power plants. The low-speed multipole PM generators are maintenance-free and may be used in different climate conditions. It is possible to combine the PM wind generators for hybrid technologies such as wind-diesel, wind-PV etc.

A conventional wind power plant consists of a low-speed wind turbine rotor (15...100 rpm for large-scale wind turbines and 150...500 rpm for small-scale wind turbines), gearbox and high-speed (1000...1500 rpm) electric generator. The gear-box is a reason of many technological problems in wind power plant as demand for regular maintenance, causing additional weight of

wind plant, generating a noise and increasing losses. As a solution to avoid these problems the directly driven (without gearbox) low-speed PM synchronous generator is a good alternative to use in wind power technology [4].

2. Primary magnetic field of PM synchronous generator by non-constant thickness of air-gap

It is typical to use permanent magnets of rectangular shape of cross section to design and construct PM synchronous generators. The magnets are often fixed in low slots with a smooth surface which are cutted into the inductor magnetic core (Fig. 1).

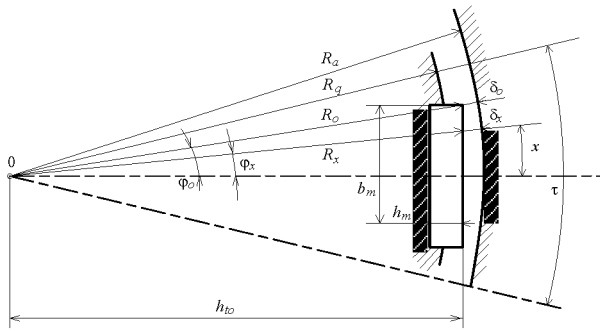


Fig. 1. Cross-section of the magnets and air-gap model between inductor and armature magnetic cores.

As a result the thickness of air-gap between the armature magnetic core and magnets with inductor magnetic core for a pole-pitch is varying. It makes the analysis of magnetic field distribution and design of PM synchronous generators more complicated.

For simplified analysis of primary main and leakage magnetic fluxes the method of equivalent lumped parameter magnet circuit in accordance with the topology of the PM machine and by equivalent transformed non-magnetic gap of constant thickness may be used (Fig. 2).

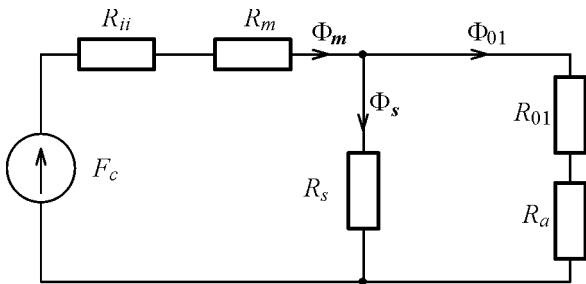


Fig. 2. A lumped parameter magnetic circuit model for PM synchronous generator.

For this magnetic circuit model the magnetomotive force of the magnets will be calculated as

$$F_c = H_c h_m, \quad (1)$$

where H_c is the coercive magnetizing force from the demagnetization curve of the magnetic material and h_m is the height of the permanent magnet pole.

The main drop of magnetomotive force by main magnetic flux Φ_{01} will be caused due to the reluctance of air-gap R_{01} . The reluctance of air-gap R_{01} for one half of width of magnetic pole pitch τ may be calculated as follows:

$$R_{01} = \frac{\delta k_c}{\mu_0 (\tau/2) l_m k_\Phi}, \quad (2)$$

where δ is the equivalent thickness of air-gap and k_c is Carter factor taking into account the influence of armature slots.

The geometry of the real air-gap of varying thickness (Fig. 1) may be characterized by minimum of thickness δ_0 and maximum of thickness on the axis of poles equal to

$$\delta_m = R_a - h_{t0},$$

where R_a is the radius of armature core and h_{t0} is the minimum distance from axis of the system to air-gap calculated as

$$h_{t0} = \sqrt{(R_a - \delta_0)^2 - (b_m/2)^2}. \quad (3)$$

As a result the equivalent average thickness of air-gap δ_a can be expressed as

$$\delta_a = R_a - R_{k0} = R_a - \frac{h_{t0}}{\varphi_0} \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \sin(\varphi_0)}{1 - \sin(\varphi_0)} \right). \quad (4)$$

The equivalent average thickness of air-gap may be calculated on another way as

$$\delta_a = \delta_0 + (\delta_m - \delta_0) c_k, \quad (5)$$

where the coefficient c_k has the approximate value of

$$c_k \cong 2/3$$

The equivalent average thickness of PM synchronous generator air-gap determined by (4) or (5) may be used for calculation of air-gap reluctance R_{01} and main excitation magnetic flux of PM machine.

As a way of more exact determination of the primary magnetic field distribution in air-gap caused by PM poles of synchronous generator a linear model of constant thickness of air-gap was analyzed by the method of conformal mapping [5]. On the basis of this analysis the main magnetic flux distribution in air-gap as well as on the surfaces of magnetic cores of both armature and inductor are calculated.

3. Equivalent non-magnetic gap for primary magnetic field analysis

As another way to take into account the influence of varying thickness of air-gap to the distribution of primary magnetic field an additional model with curved air-gap of non-constant thickness has been studied (Fig. 3).

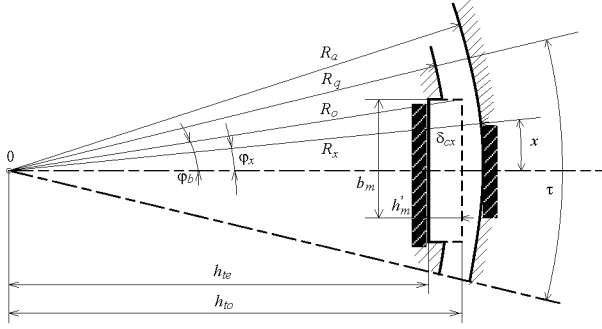


Fig. 3. Cross-section of the non-magnetic gap model between inductor and armature magnetic cores.

The permanent magnets placed and fixed in nests on the inductor surface have very low level of permeability μ_m . For NdFeB-magnets the relative permeability is $\mu_s = \mu_m / \mu_0 = 1,055$ only.

Instead of permanent magnet a very thin layer of ferromagnetic material having equivalent thickness $\Delta h_m = h_m (\mu_s - 1) / \mu_s$ was placed in the nest for magnet. Other part of magnet was replaced by additional air-gap of rectangular shape with thickness of $h'_m = h_m - \Delta h_m = h_m / \mu_s$.

For this model the total non-magnetic gap will include both main air-gap and additional equivalent air-gap zones. For design of PM machine the influence of air-gap of varying thickness between PM poles and armature core surfaces have been analyzed to determine the way to transform it to an equivalent air-gap of constant thickness.

The minimum distance from axis of the inductor to air-gap h_{ie} may be calculated as follows:

$$h_{ie} = h_{to} - h'_m \quad (6)$$

The varying distance from axis of the inductor to air-gap for x-axis by different directions for angles φ_x between $-\varphi_b \dots +\varphi_b$ will be expressed as

$$R_{cx} = \frac{h_{ie}}{\cos(\varphi_x)} \quad (7)$$

and the varying thickness of equivalent air-gap (non-magnetic gap) for this zone may be calculated as

$$\delta_{cx} = R_a - R_{cx} = R_a - \frac{h_{ie}}{\cos(\varphi_x)} \quad (8)$$

The average distance from axis of the inductor to equivalent non-magnetic gap for the sector of angles between $-\varphi_b \dots +\varphi_b$ is

$$R_{ck} = \frac{h_{ie}}{\varphi_b} \int_0^{\varphi_b} \frac{d\varphi_x}{\cos(\varphi_x)} = \frac{h_{ie}}{\varphi_b} \ln \frac{1 + \sin \varphi_b}{1 - \sin \varphi_b}, \quad (9)$$

where the angle for pole sector width is

$$\varphi_b = \arctg\left(\frac{b_m}{2h_{ie}}\right). \quad (10)$$

The average equivalent thickness of non-magnetic gap for the zone of magnet width having angle zone between $-\varphi_b \dots +\varphi_b$ may be calculated as

$$\delta_c = R_a - R_{ck}. \quad (11)$$

The maximum thickness of equivalent non-magnetic gap on the magnetic pole axis by $\varphi_x = 0$ is

$$\delta_{cm} = R_a - h_{ie} = \delta_m + h'_m, \quad (12)$$

where δ_m is the maximum of real air-gap on this axis.

4. Distribution of primary magnetic field in air-gap of PM synchronous generator

As a result of this analysis some corrections have been developed for design calculations of PM synchronous generators. By the means of conformal mapping method for a linear model the distribution of primary magnetic flux density in air-gap was defined at first for the w-plane ($w = u + jv$) B_w and then it was transformed to the real z-plane ($z = x + jy$) B_z as determined [5]:

$$B_z = B_a \sqrt{|u^2 - 1|} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{(u - u_{si})}{(u - u_{si})^2 + v_{si}^2} \quad (13)$$

where the calculated value of magnetic flux density in air-gap on the axis of permanent magnets

$$B_a = \mu_0 \frac{I}{\delta_c} = \mu_0 \frac{F_c}{\delta_c} \quad (14)$$

and the calculated magnetomotive force of permanent magnets by rated temperature

$$F_c = H_c \cdot h_m. \quad (15)$$

The influence of varying thickness of air-gap (non-magnetic gap) of PM synchronous generator to the calculated for constant thickness of air-gap the relative radial (normal) magnetic flux densities B_{ns} in air-gap for armature core surface may be taken into account multiplying by additional coefficient λ_x for varying angles φ_x as

$$\lambda_x = \frac{\delta_c}{\delta_{cx}}. \quad (16)$$

For an experimentally studied multipole PM synchronous generator the radius of armature core was

$R_a=121$ mm, minimum and maximum thickness of air-gap correspondingly $\delta_0 = 1.84$ mm and $\delta_m = 2.2$ mm, width and thickness of permanent magnet $b_m = 18.5$ mm and $h_m = 5.2$ mm. The calculated average thickness of air-gap by (4) in this case is $\delta_a = 2.08$ mm. The calculated values of average (11) and maximum thickness (12) of equivalent non-magnetic gap for pole zone are $\delta_c = 7.004$ mm and $\delta_{cm} = 7.129$ mm. For this construction the coefficient λ_x for pole axis direction by $\varphi_x=0$ will be

$$\lambda_{xm} = \delta_c / \delta_{cm} = 0.982$$

For these calculations the influence of armature core slots has not been taken into consideration but it will be taken into account additionally by Carter factor.

On the basis of calculated by (11) average equivalent value of air-gap thickness the distribution of rectified radial (normal) primary magnetic flux density B_{ns} in air-gap for armature core surface was determined for one pole pitch (Fig. 4).

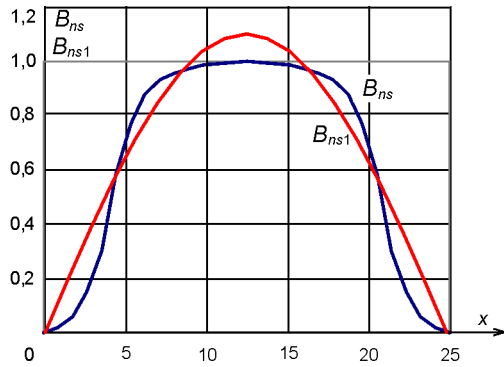


Fig. 4. Distribution of relative magnetic flux density in air-gap on the surface of armature core.

As a result of Fourier-analysis of the curve of relative magnetic flux density $B_{ns}(x)$, the distribution of first harmonic of magnetic flux density $B_{ns1}(x)$ has been calculated (Fig. 4). On the ground of maximum value of first harmonic of magnetic flux density B_{ns1m} the main magnetic flux through the air-gap and correspondingly the induced in armature winding no-load voltage are determined.

The distribution of magnetic field in air-gap of PM synchronous generator was modelled by means of finite element method for different constant as well as varying thickness of air-gap. For a model with constant air-gap thickness $\delta = 1.0$ mm simulation of the distribution of magnetic flux density in air-gap on the armature core smooth surface has been performed, with results in Fig. 5.

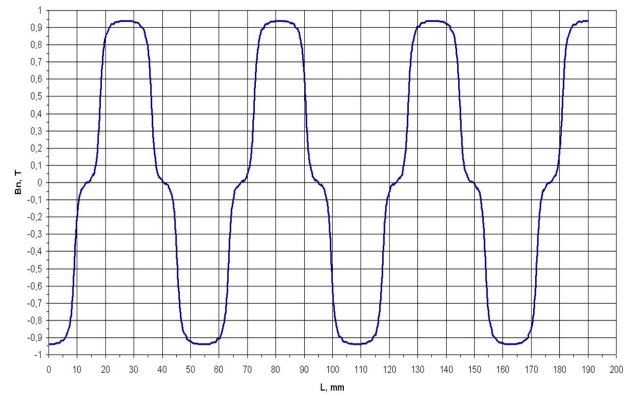


Fig. 5. Distribution of magnetic flux density in air-gap on the smooth surface of armature core.

If the influence of slots of the armature core surface will be taken into consideration the curve of the magnetic flux density in air-gap will be additionally deformed (Fig. 6).

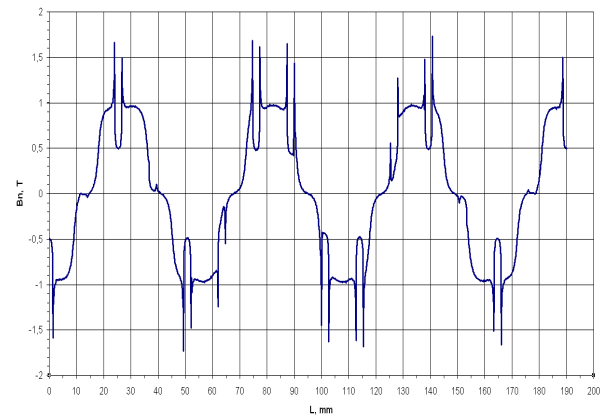


Fig. 6. Distribution of magnetic flux density in air-gap on surface of armature core with slots.

5. Armature reaction in PM generators

The load currents in armature winding of PM generator will cause the secondary magnetic field, which will cause the armature reaction affecting to the resulting magnetic field. The d - and q -axis components of armature reaction have been studied.

As a result of very low permeability μ_s for permanent magnet material the equivalent thickness of non-magnetic gap between armature and inductor magnetic cores is relatively large. The influence of a large non-magnetic gap will reduce the affect of armature reaction in PM machines compared to conventional synchronous machines [5].

The d -axis component of armature reaction will cause the reduction of magnetic flux density about 12...15 % in teeth zone of armature core by rated load

currents. As a result of the q -axis component of armature reaction a distortion of the magnetic field in the teeth and yoke zone of armature first of all will be caused.

The q -axis magnetic flux component linking with the inductor and permanent magnets is relatively small. Due to both q - and d -axis components of armature reaction there will be reduction of magnetic flux in teeth zone 15...17 %. In this reduction the influence of slot leakage flux depending of the slot shape and size has been taken into consideration.

6. Design and experimental study of PM generator

A prototype of 10 kW PM synchronous generator having fractional two-layer armature winding was designed using analytical methods and results of conformal mapping studies. For the prototype PM machine there was chosen the number of armature slots 60 and the number of pole pairs 14. Rectangular NdFeB magnets were fixed in the nests on the radial surface of inductor magnetic core. The length and outer diameter of air-gap were 240 mm and 242 mm respectively.

An experimental study and verification of designed and predicted no-load and load characteristics and behavior of the PM generator prototype has been made. The characteristics by three-phase resistive load and by a diode rectifier with resistive load were studied and compared.

The line voltage by open-circuit conditions of 488 V and by nominal load of 400 V and 50 Hz frequency for the nominal rotational speed of inductor 214.3 rpm was prognosticated by design calculations. In experimental studies the line voltage by open-circuit and nominal load and nominal rotational speed conditions was measured as 493 V and 405 V respectively.

The waveform of phase voltage has significant influence due to the 3rd harmonic affects. At the same time the line voltage by open-circuit or symmetrical three-phase resistive load was almost sinusoidal.

7. Conclusions

An analytical study of primary magnetic field distribution of PM synchronous generator using the results of conformal mapping and finite element methods with corrections for transform of varying thickness of air-gap to equivalent air-gap (or non-magnetic gap) has been made. The results of this study were compared with experimental data from PM model and prototype machine tests. There was noticed a relatively good correlation between the analytical and experimental data.

For experimental study a 10 kW low-speed PM synchronous generator for wind power applications was designed and tested. A fractional two-layer armature winding to minimize the influence of ripple torque was used. The NdFeB rectangular magnets were fixed into the nests on the surface of the inductor core.

As a result of tests there was noticed the tendency, the calculated line voltages for no-load and different load conditions were lower compared to experimentally measured voltages by 0.5...1.3 %. It was caused mainly by the relatively lower experimental temperatures of magnets compared to calculated temperatures by design. The line voltage had almost sinusoidal waveform.

Development of more accurate thermal analysis methods for PM machine will make it possible to achieve a more accurate level of electromagnetic analysis on the PM synchronous generators for wind power applications. As a result of using fractional armature winding there was achieved a very low level of ripple torque.

References

- [1] European Wind Energy Association EWEA, Pure Power, Wind Energy Scenarios up to 2030, March 2008, 58 lk. , www.ewea.org
- [2] European Wind Energy Association EWEA 2007 annual report, Delivery energy and climate solutions, 50 lk. , www.ewea.org
- [3] American Wind Energy Association AWEA, Small Wind Turbine Global Market Study 2008, 25 lk., www.awea.org/smallwind
- [4] Kilk, A. "Analysis of Permanent Magnet Multipole Synchronous Generators for Wind Applications" In: Proceedings of the 4th International Conference CPE2005 Compatibility in Power Electronics, Gdynia, Poland, Gdynia Maritime University, 2005, (CD-ROM), 68 - 73.
- [5] Kilk, A. Low-Speed Permanent-Magnet Synchronous Generator for Small-Scale Wind Power Applications. Oil Shale, Vol. 24 (No. 2S), 318 - 331. Tallinn, Estonia.

Authors



Aleksander Kilk was born in 1946. He has graduated from Tallinn Technical University and received a BSc degree in electric machines and electrical equipment in 1969. Since then he has been working in the field of studies of electric machines, but also as a lecturer of the electrical engineering subjects. He received MSc degree in 1992 from Tallinn Technical University. Currently he is a PhD student in Tallinn University of Technology. His special field of research includes permanent magnet synchronous generators structures and properties.

E-mail: kilk@cc.ttu.ee

Ants Kallaste was born in Pärnu, Estonia, on November 06, 1980. He graduated from the Tallinn University of Technology (TUT) and received B.Sc. and M.Sc. degree electrical engineering in 2004 and 2006, respectively. Currently he is a PhD student and working at the Department of Fundamentals of Electrical Engineering and Electrical Machines of TUT as a scientist. His special field of interest include wind power and electrical machines.

E-mail: ants.kallaste@ttu.ee

Tallinn University of Technology
Department of Fundamentals of Electric Engineering
and Electric Machines
Ehitajate tee 5, 19086, Tallinn, Estonia
www.ttu.ee