

Univerza v Ljubljani  
Fakulteta za elektrotehniko

Benjamin Petrovčič

# **Konstruiranje električnega asinhronskega motorja**

Seminarska naloga

Mentor: prof. dr. Damijan Miljavec  
Ljubljana, 2023

# Vsebina

2	Povzetek.....	3
3	Uvod.....	3
4	Konstruiranje asinhronskega električnega motorja.....	3
4.1	Premer rotorja in dolžina motorja .....	4
4.2	Statorsko navitje .....	4
4.2.1	Navijalni načrt in število statorskih utorov .....	5
4.2.2	Število ovojev statorskega faznega navitja.....	5
4.3	Zračna reža .....	6
4.4	Dimenzije zob .....	6
4.5	Dimenzije utorov.....	7
4.6	Višina statorskega in rotorskega jarma .....	8
4.7	Magnetne napetosti.....	8
4.7.1	Magnetna napetost v statorskem zobu.....	8
4.7.2	Magnetna napetost v rotorskem zobu .....	10
4.7.3	Magnetna napetost v statorskem jarmu .....	11
4.7.4	Magnetna napetost v rotorskem jarmu .....	11
4.7.5	Magnetna napetost v zračni reži.....	12
4.8	Izgube v bakru.....	12
4.9	Izgube v železu.....	13
4.9.1	Izgube v železu – statorski zobje .....	13
4.9.2	Izgube v železu – statorski jarem .....	14
4.9.3	Izgube v železu – rotorski zobje .....	14
4.9.4	Upornosti v aluminiju – rotorske palice in kratkostični obroč .....	15
4.10	Predstavitev rezultatov .....	16
5	Računalniški model asinhronskega motorja .....	16
6	Izdelava računalniškega modela.....	16
6.1	Rezultati simuliranih izračunov.....	17
6.1.1	Analiza prostega teka .....	17
6.1.2	Analiza kratkega stika .....	19
6.2	Analiza obratovalnih stanj .....	20
6.2.1	Navorna karakteristika asinhronskega motorja .....	20
6.2.2	Nazivno obratovalno stanje .....	21
6.2.3	Izkoristek.....	22
7	Literatura.....	23

# 1 Povzetek

V prvem poglavju bom opisal potek konstruiranja asinhronskega motorja z uporabo analitične metode v programu Matlab. V drugem poglavju bom predstavil izdelavo računalniškega modela motorja, ki sem ga dimenzioniral v prvem poglavju. Model bom izdelal v programu FEMM. V tem poglavju bom predstavil tudi rezultate simulacij narejenih na modelu motorja. Tretje poglavje obsega opis izboljšav motorja, dimenzioniranega v prvem poglavju, glede na rezultate simulacij v drugem poglavju. Na koncu sledi še ponovna predstavitev rezultatov simulacij izvedenih na izboljšani verziji asinhronskega motorja.

**Ključne besede:** električen motor, asinhronski motor, analitična metoda konstruiranja, Matlab, FEMM

## 2 Uvod

Pri predmetu Konstruiranje električnih strojev sem za zaključno nalogo s pomočjo analitične metode skonstruiral trifazni asinhronski motor z kratkostično kletko na rotorju. Poleg tipa motorja sem imel na začetku podane tudi zahteve glede nazivne napetosti, moči motorja, nazivnih in maksimalnih vrtljajev. Pri konstruiranju sem si pomagal predvsem z viroma [1] in [2]. obljeni geometrijski podatki si bili temelj za izdelavo računalniškega modela asinhronskega motorja z kratkostično kletko v programskem okolju FEMM. Na tem modelu sem nato izvedel različne simulacije. Na podlagi numeričnih rezultatov in simulacij sem konstrukcijo motorja izboljšal in na novi verziji ponovil simulacije.

## 3 Konstruiranje asinhronskega električnega motorja

Pri konstruiranju trifaznega asinhronskega električnega motorja z kratkostično kletko sem si pomagal s priporočili avtorjev knjige [1] in priporočili mentorja prof. dr. Damijana Miljavca. Začetne zahteve so podane v spodnji tabeli.

*Tabela 1: Podane zahteve za asinhronski motor*

Število faz [m]	3
Nazivna moč [P <sub>n</sub> ]	7000 W
Nazivna vrtilna hitrost [n <sub>s</sub> ]	3000 vrt/min
Nazivna napetost [U <sub>f</sub> ]	230 V
Maksimalna vrtilna hitrost [n <sub>max</sub> ]	6000 vrt/min

Na podlagi priporočil sem si izbral dva polova para. Iz podane nazivne vrtilne hitrosti in izbranih polovih parov sem izračunal nazivno frekvenco in mehansko vrtilno hitrost.

$$f_n = \frac{n_s}{60} * p_p = 100 \text{ Hz} \quad (1)$$

$$\omega_n = 2 * \pi * p_p * n_s = 628,3 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (2)$$

Asinhronski motor sem skonstruiral z uporabo analitične metode v programu Matlab. V naslednjih poglavjih bom opisal potek konstruiranja z uporabljenimi enačbami in priporočili.

## Premer rotorja in dolžina motorja

Premer rotorja in dolžino motorja sem izračunal preko navora na volumen rotorja. Najprej sem preko nazivne moči in nazivne vrtilne hitrosti izračunal nazivni navor motorja.

$$M_n = \frac{P_n}{2\pi \cdot \frac{n_s}{60}} = 22,28 \text{ Nm} \quad (3)$$

Navor motorja je sorazmeren produktu tangencialne komponente Maxwellovega napetostnega tenzorja  $\sigma_{F,tan}$ , premeru rotorja  $D_r$  in dolžini motorja  $l$ .

$$M_n = \sigma_{F,tan} * \pi * \frac{D_r^2}{2} * l \quad (4)$$

V enačbi sem upošteval, da je  $\sigma_{F,tan}$  enak produktu tokovne obloge  $A$ , gostote magnetnega pretoka v zračno reži  $B_{delta}$  in faktorja moči  $\cos\varphi$ . Na podlagi priporočil za asinhronske motorje z kratkostično kletko manjših moči sem izbral naslednje vrednosti:

$$A = \frac{35000}{\sqrt{2}} \frac{A}{m}$$

$$B_{delta} = 0,9 \text{ T}$$

$$\cos\varphi = 0,80$$

Priporočilo glede razmerja med premerom rotorja in dolžino motorja sem vzel po [1]. Pri takih motorjih z dvema polovima paroma je priporočljivo razmerje:

$$\frac{l}{D_r} = 1,5 * \frac{\pi}{2 * p_p} \quad (5)$$

V enačbo (4) sem nato ustavil vsa priporočila in izrazil premer rotorja.

$$D_r = 87,8 \text{ mm}$$

Premer sedaj ustavimo v enačbo (5) in izračunamo dolžino motorja.

$$l = 103,4 \text{ mm}$$

## Statorsko navitje

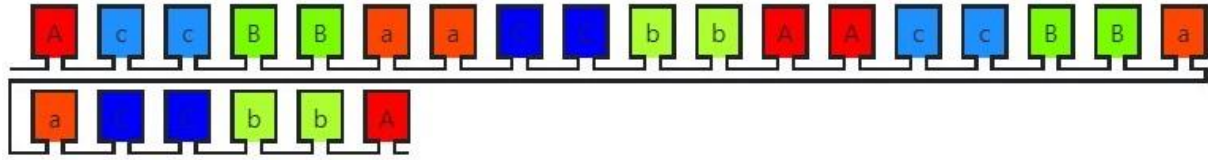
Pred izračunom števila ovojev statorskega faznega navitja sem najprej določil število utorov statorja in na podlagi dobljenega števila preko priporočil določil še število utorov rotorja. Iz priporočil sem določil tudi število utorov na pol  $q$ , izbral sem dva utora na pol.

$$Q_s = q * 2 * p_p * m = 24$$

Iz priporočil sledi, da je število utorov rotorja  $Q_r = 18$ .

### 3.2.1 Navijalni načrt in število statorskih utorov

Pri navijalnem načrtu sem si pomagal s spletno stranjo [3]. Za statorsko navitje sem si izbral enoplastno distribuirano navitje. Prisotnost višjih harmonikov pri izbranem tipu navitja in številu utorov se mi je zdela prisotnost višjih harmonikov dopustna. Navijalni načrt je predstavljen na spodnji sliki.



Slika 1: Navijalni načrt statorskega navitja [3]

Iz slike 1 je razvidno tudi, da je izbrano število utorov na pol in fazo  $q = 2$ . Iz spletne strani [3] sem dobil tudi vrednost faktorja navitja osnovnega harmonika  $K_{\omega_1}$ , ki ga potrebujem pri nadaljnjih izračunih, kot na primer izračun števila ovojev statorskih navitij.

$$K_{\omega_1} = 0,966$$

### 3.2.2 Število ovojev statorskega faznega navitja

Število ovojev statorskega navitja  $N$  se izračuna kot produkt fazne inducirane napetosti  $E_{ind}$ , kotne vrtilne hitrosti  $\omega_n$ , gostote magnetnega pretoka v zračni reži  $B_{delta}$ , dolžine motorja  $l$ , polove delitve  $\tau_p$ , faktorja navitja osnovnega harmonika  $K_{\omega_1}$  in koeficienta aritmetičnega povprečenja  $\alpha_i$ .

$$N = \frac{\sqrt{2} \cdot E_{ind}}{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot K_{\omega_1} \cdot \alpha_i \cdot B_{delta} \cdot l \cdot \tau_p} = 126,22 \quad (6)$$

Iz priporočil sem določil fazno inducirano napetost kot

$$E_{ind} = 0,97 \cdot U_{ef} \cdot \sqrt{2} = 315,51 \text{ V}$$

Pri asinhronskem motorju z kratkostično kletko in sinusno porazdeljeno gostoto magnetnega pretoka v zračni reži je koeficient aritmetičnega povprečenja enak

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi}$$

Polova delitev je definirana kot

$$\tau_p = \frac{D_r \cdot \pi}{2 \cdot p_p} = 69,50 \text{ mm} \quad (7)$$

Izračunano vrednost ovojev faznega navitja  $N$ . Nato izračunam število vodnikov na utor  $Z_q$ , kar zaokrožim na celo število navzgor. Preko enačbe (8) sem nato še enkrat izračunal ovoje, da sem zagotovo dobil celoštevilsko vrednost. Zaradi zaokroževanja sem še enkrat izračunal tudi gostoto magnetnega pretoka v zračni reži preko enačbe (6). Preveril sem, če je vrednost še vedno v dovoljenih mejah, kar je bila. Ponovno izračunano gostoto  $B_{zr}$  sem potem uporabil v vseh kasnejših izračunih.

$$Z_q = \frac{2 \cdot m \cdot N}{q} = 32 \quad (8)$$

$$N = \frac{Z_q * Q_s}{2 * m}$$

$$N_s = 128$$

$$B_{zr} = 0,888 \text{ T}$$

## ■ Zračna reža

Za čim boljše magnetilne razmere si želimo, da je zračna reža čim manjša. Na velikost zračne reže vplivajo poleg motorskih faktorjev in dimenzij tudi zmožnosti industrijske proizvodnje. Fizično zračno režo sem izračunal po naslednji enačbi.

$$\delta = (0,18 + 0,006 * P^{0,4})$$

$P$  predstavlja moč v vatih [W]. Pri nadaljnjih izračunih pa sem uporabil vrednost ekvivalentne zračne reže, ki je od fizične večja za Carterjev faktor. S tem navideznim povečanjem upoštevamo, da magnetno polje pod statorskimi zobmi ni čisto konstantno. Z novo, povečano, zračno režo pa lahko predpostavimo konstantnost magnetnega polja pod zobmi. Carterjev faktor  $k_c$  izračunamo preko Carterjevega koeficienta  $K$  in pri predpostavki, da zaradi lameliranega statorja in rotorja v motorju ni vrtnčnih tokov. Izračunal sem Carterjeva faktorja za rotor in stator ter ju na koncu združil v skupni Carterjev faktor za nadaljnje izračune.

$$K = \frac{\frac{b_1}{\delta_{dej}}}{5 + \frac{b_1}{\delta_{dej}}} = 0,51$$

Kjer je  $b_1 = 2 \text{ mm}$  in predstavlja širino utorske odprtine.

$$k_{cs} = \frac{\tau_{us}}{\tau_{us} - K * b_1} \qquad k_{cr} = \frac{\tau_{ur}}{\tau_{ur} - K * b_1}$$

Kjer je Carterjev koeficient statorja  $k_{cs} = 1,10$ , Carterjev koeficient rotorja  $k_{cr} = 1,07$  in skupni Carterjev faktor  $k_c = k_{cs} * k_{cr} = 1,18$ .  $\tau_u$  pa je utorska delitev in se jo izračuna na sledeči način:

$$\tau_{us} = \frac{D_s * \pi}{Q_s} \qquad \tau_{ur} = \frac{D_r * \pi}{Q_r}$$

Spet moramo izračunati utorsko delitev za stator in rotor.  $D$  predstavlja polmer rotorja  $D_r$  oziroma notranji polmer statorja  $D_s$ ,  $Q$  pa število utorov na statorju  $Q_s$  oziroma rotorju  $Q_r$ . Sledi, da sta utorska delitev statorja  $\tau_{us} = 16,1 \text{ mm}$  in utorska delitev rotorja  $\tau_{ur} = 21,3 \text{ mm}$ . Ekvivalentna zračna reža pa je.

$$\delta = \delta_{dej} * k_c = 0,4545 \text{ mm}$$

## ■ Dimenzije zob

Dimenzije zob so določene glede na predpostavljeno vrednost gostote magnetnega pretoka v njih in vrednosti polnilnega faktorja železa  $k_{fe} = 0,98$ . V statorskem zobu sem predpostavil

vrednost  $B_{zs} = 1,6 T$  v rotorskem zobu pa  $B_{zr} = 1,7 T$ . Vrednost polnilnega faktorja sem pa predpostavil glede na izbran material pločevine M470-50A proizvajalca SURALAC. Po spodnji enačbi sem izračunal širino statorskega in rotorskega zoba.

$$b_{ds} = \frac{B_{delta} * \tau_{us} * l}{k_{cs} * B_{zs} * k_{fe} * l} = 5,6 mm \quad b_{dr} = \frac{B_{delta} * \tau_{ur} * l}{k_{cr} * B_{zr} * k_{fe} * l} = 6,9 mm$$

Širino širšega dela statorskega in rotorskega zoba pa sem izračunal kot razliko med utorsko delitvijo in širino utorske odprtine.

$$b_{cs} = \tau_{us} - b_1 = 9,6 mm \quad b_{cr} = \tau_{ur} - b_2 = 14,3 mm$$

## Dimenzije utorov

Pri dimenzioniranju utorov je najprej potrebno določiti vrednost statorskega toka  $I_s$ . Vrednost izkoristka  $\eta$  dimenzioniranega motorja bom izračunal kasneje, ko bom imel vse podatke motorja, na tej točki ga ocenim na 85%.

$$I_s = \frac{P_n}{\eta * m * U_{n,faz} * \cos\varphi} = 14,92 A$$

Za izračun dimenzij utorov je potrebno poznati tudi vrednost faktorja polnjenja utora  $k_{cu}$ . Ocenim ga na vrednost 0,37. S tem podam oceno kolikšen je delež bakra v utoru glede na ostale materiale (npr. izolacija, zrak med žicami,...). Na podlagi priporočil podam tudi oceno za gostoto toka statorskega navitja  $J_s = 4 \frac{A}{mm^2}$ . Predpostavim, da so navitja vezana vzporedno z tremi paralelnimi vejami. Iz teh podatkov lahko izračunamo presek žice statorskega navitja. Za paralelne veje sem se odločil, ker bi v primeru ene same veje prišel presek žice in posledično premer precej velik.

$$S_{cs} = \frac{I_s}{J_s} = 3,730 mm^2$$

Dobljena vrednost preseka je velika in ene same žice s takim presekom ni možno vstaviti v utor skozi režo, zato sem se odločil, da jo razdelim na dve tanjši žici z enakim skupnim presekom. Ker dobljena vrednost preseka žice ni standardna izberem iz podatkovnega lista za bakreno žico podjetja CMP žico z najbližjim večjim standardnim presekom, ki je enak.

$$S_{cs} = 2,011 mm^2$$

Standardni presek bom uporabil v vseh nadaljnjih izračunih. Sedaj izračunam površino celotnega utora.

$$S_{us} = \frac{S_{cs} * Z_q}{k_{cu}} = 347,9 mm^2$$

Iz površine utora in utorske delitve izračunam širino  $b_s$  in višino utora  $h_s$ .

$$b_s = \tau_{us} - b_{ds} = 56,6 mm$$

$$h_s = \frac{S_{us}}{b_s} = 6,1 mm$$

Podobno naredimo tudi na rotorski strani s tem, da je izbrana gostota toka na rotorju  $J_r = 6 \frac{A}{mm^2}$ . Izbrani material rotorske kletke je Aluminij 1100. Preko števila vodnikov na utor, razmerja med statorskimi in rotorskimi utori, statorskega toka in  $\cos\varphi$  izračunam rotorski tok.

$$I_r = Z_q * \frac{Q_s}{Q_r} * I_s * \cos\varphi = 509,24 A$$

Preko toka in gostote toka dobimo željeno površino utora.

$$S_{ur} = \frac{I_r}{J_r} = 84,87 mm^2$$

Iz površine utora in utorske delitve izračunam še širino  $b_r$  in višino utora  $h_r$ .

$$b_r = \tau_{ur} - b_{dr} = 8,4 mm$$

$$h_r = \frac{S_{ur}}{b_r} = 10,1 mm$$

### ■ Višina statorskega in rotorskega jarma

Višino statorskega  $h_{ys}$  in rotorskega  $h_{yr}$  jarma sem izračunal preko ocenjene gostote magnetnega pretoka  $B_{ys}$  in  $B_{yr}$  v obeh jarmih. Za oba sem ocenil gostoti magnetnega pretoka 1,5 T. Oba jarma sta torej iste višine.

$$h_{ys} = \frac{\alpha_i * B_{delta} * r_r * \pi}{2 * p_p * k_c * B_{ys}} = 20,8 mm$$

$$h_{yr} = \frac{\alpha_i * B_{delta} * r_r * \pi}{2 * p_p * k_c * B_{yr}} = 10,4 mm$$

### ■ Magnetne napetosti

Vsota magnetnih napetosti v posameznih delih motorja je enaka magnetnemu vzbujanju  $\theta$ , ki ga mora zagotavljati vzbujačni tok na strani statorja. Magnetna napetost  $\theta_m$  je enaka produktu magnetne poljske jakosti  $H$  in dolžine magnetne poti. Magnetna poljska jakost je enaka razmerju med gostoto magnetnega pretoka in permeabilnostjo materiala. Na tem mestu ne bom več uporabil ocenjene vrednosti gostote magnetnega pretoka v različnih delih motorja ampak jo bom izračunal preko magnetnega pretoka  $\Phi$ . Tako izračunano magnetno vzbujanje velja za en pol.

#### 3.7.1 Magnetna napetost v statorskem zobu

Najprej izračunam magnetni pretok v statorskem zobu, kjer predpostavim, da je magnetni pretok v zobu enak tistemu v zračni reži. Tako lahko za izračun uporabim gostoto magnetnega pretoka v zračni reži.

$$\Phi_{zobs} = B_{delta} * \tau_{us} * l * \frac{1}{k_c} = 0,89 mWb$$

Zdaj izračunam gostoto magnetnega pretoka v statorskem zobu.

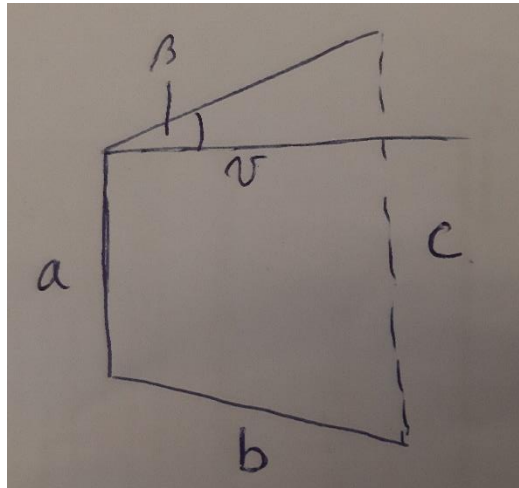
$$B_{zobs} = \frac{\Phi_{zobs}}{b_{ds} * k_{fe} * l} = 1,57 T$$



Magnetno poljsko jakost določim iz BH krivulje za material M470-50A pri zgoraj izračunani gostoti magnetnega pretoka  $B_{zob}$ . Vrednost je odčitana in zato zaokrožena.

$$H_{zobs} = 1450 \frac{A}{m}$$

Preden izračunam magnetno napetost v statorskem zobu moram še izračunati pravo dolžino statorskega zoba. Prej smo predpostavljali, da je statorska utorska odprtina pravokotna, ko pa stator zvijemo postane utorska odprtina trapezne oblike in zob ima drugačno dolžino. Dobimo jo preko prostornine utora, saj moramo še vedno spraviti noter enako površino žice.



Slika 2: Skica statorskega/rotorskega utora

Najprej izračunamo kot  $\beta_s$  preko utorske delitve  $\tau_{us}$ , širine med čevljema zob  $b_1$  in polmerom statorja  $r_s$ .

$$\beta_s = \frac{\tau_{us} - b_1}{2 * r_s} = 0,108 \text{ rad}$$

Napišem enačbi za izračun površine trapeza  $S_{ts}$  in tangens prej dobljenega kota  $\beta_s$ .

$$S_{ts} = \frac{(a_{ts} + c_{ts})}{2} * v_{ts} \qquad \tan \beta_s = \frac{(a_{ts} - c_{ts})}{2 * v_{ts}}$$

Kjer je  $a_{ts} = \tau_{us} - b_{ds} = 7,6 \text{ mm}$  krajša stranica trapeza,  $c_{ts}$  neznana daljša stranica in  $v_{ts}$  višina trapeza. Zgornji enačbi združimo in izpostavimo  $c_{ts}$ , dobimo spodnjo kvadratno enačbo kjer je ena rešitev vedno negativna druga pa prava za naš primer.

$$c_{ts}^2 = a_{ts}^2 + 4 * S_{ts} * \tan \beta_s \qquad c_{ts} = \sqrt{a_{ts}^2 + 4 * S_{ts} * \tan \beta_s} = 13,8 \text{ mm}$$

Preko dobljene daljše stranice lahko izračunamo stranico  $b_{ts}$ , ki je tudi prava dolžina statorskega zoba.

$$b_{ts} = \frac{c_{ts} - a_{ts}}{2 * \sin \beta_s} = 34,9 \text{ mm}$$

Magnetna napetost v zobu je torej.

$$\theta_{zobs} = H_{zobs} * b_{ts} = 53,51 \text{ A}$$

### 3.7.2 Magnetna napetost v rotorskem zobu

Najprej izračunam magnetni pretok v rotorskem zobu, predpostavim, da je magnetni pretok v zobu enak tistemu v zračni reži. Tako za izračun uporabim gostoto magnetnega pretoka v zračni reži.

$$\Phi_{zobr} = B_{delta} * \tau_{ur} * l * \frac{1}{k_c} = 1,2 \text{ mWb}$$

Zdaj izračunam gostoto magnetnega pretoka v rotorskem zobu.

$$B_{zobr} = \frac{\Phi_{zobr}}{b_{dr} * k_{fe} * l} = 1,67 \text{ T}$$

Magnetno poljsko jakost določim iz BH krivulje za material M470-50A pri zgoraj izračunani gostoti magnetnega pretoka  $B_{zob}$ . Vrednost je odčitana in zato zaokrožena.

$$H_{zobr} = 3600 \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

Preden izračunam magnetno napetost v rotorskem zobu moram še izračunati pravo dolžino rotorskega zoba. Prej smo predpostavljali, da je rotorska utorska odprtina pravokotna, ko pa rotor zvijemo postane utorska odprtina trapezne oblike in zob ima drugačno dolžino. Dobimo jo preko prostornine utora.

Enako kot v primeru statorskega zoba najprej izračunamo kot  $\beta_r$  preko utorske delitve  $\tau_{ur}$ , širine med čevljema zob  $b_2$  in polmerom statorja  $r_r$ .

$$\beta_r = \frac{\tau_{ur} - b_2}{2 * r_r} = 0,152 \text{ rad}$$

Napišem enačbi za izračun površine trapeza  $S_{tr}$  in tangens prej dobljenega kota  $\beta_r$ .

$$S_{tr} = \frac{(a_{tr} + c_{tr})}{2} * v_{tr} \quad \tan \beta_r = \frac{(a_{tr} - c_{tr})}{2 * v_{tr}}$$

Kjer je  $c_{tr} = \tau_{ur} - b_{dr} = 7,6 \text{ mm}$  daljša stranica trapeza,  $a_{tr}$  neznana krajša stranica in  $v_{tr}$  višina trapeza. Zgornji enačbi združimo in izpostavimo  $a_{tr}$ , dobimo spodnjo kvadratno enačbo kjer je ena rešitev vedno negativna druga pa prava za naš primer.

$$a_{tr}^2 = c_{tr}^2 - 4 * S_{tr} * \tan \beta_r \quad a_{tr} = \sqrt{c_{tr}^2 - 4 * S_{tr} * \tan \beta_r} = 3,3 \text{ mm}$$

Preko dobljene daljše stranice lahko izračunamo stranico  $b_t$ , ki je tudi prava dolžina statorskega zoba.

$$b_{tr} = \frac{c_{tr} - a_{tr}}{2 * \sin \beta_r} = 15,3 \text{ mm}$$

Magnetna napetost v zobu je torej.

$$\theta_{zobr} = H_{zobr} * b_{tr} = 62,26 \text{ A}$$

### 3.7.3 Magnetna napetost v statorskem jarmu

Najprej izračunam magnetni pretok v statorskem jarmu, kjer ponovno predpostavim enakost magnetnega pretoka v zračni reži in v statorskem jarmu.

$$\Phi_{ys} = B_{delta} * \tau_p * l * \alpha_i = 4,0 \text{ mWb}$$

Izračunam gostoto magnetnega pretoka v statorskem jarmu.

$$B_{ys} = \frac{\Phi_{ys}}{2 * k_{fe} * l * h_{ys}} = 0,94 \text{ T}$$

Določim magnetno poljsko jakost iz iste BH krivulje za material M470-50A pri vrednosti  $B_{ys}$ . Zaradi odčitavanja je vrednost zaokrožena.

$$H_{ys} = 130 \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

Določim še korekcijski faktor  $C_{ys}$  iz grafa 3.17 v viru [1], preko njega upoštevam porazdelitev gostote magnetnega pretoka in magnetne poljske jakosti v jarmu v odvisnosti od števila silnic v njem.

$$C_{ys} = 0,60$$

Izračunam še srednjo dolžino magnetne poti v statorskem jarmu.

$$\tau_{ys} = \frac{\pi * (D_{stroj} - h_{ys})}{2 * p_p} = 145,4 \text{ mm}$$

Kjer je  $D_{stroj}$  zunanji premer celotnega stroja. Izračunam ga kot vsoto premera rotorja, zračne reže, višine statorskih zob in višine statorskega jarma. Magnetna napetost v statorskem jarmu je izračunana v spodnji enačbi.

$$\theta_{ys} = C_{ys} * H_{ys} * \tau_{ys} = 11,34 \text{ A}$$

### 3.7.4 Magnetna napetost v rotorskem jarmu

Najprej izračunam magnetni pretok v rotorskem jarmu, kjer ponovno predpostavim enakost magnetnega pretoka v zračni reži in v rotorskem jarmu.

$$\Phi_{yr} = B_{delta} * \tau_p * l * \alpha_i = 4,0 \text{ mWb}$$

Preden lahko izračunam gostoto magnetnega pretoka v rotorskem jarmu moram še izračunati višino le-tega. Ta je povezana z premerom gredi preko katere se bosta prenašala moč in navor naprej v sistem. Najprej izračunam premer gredi, ki lahko zdrži torzijsko obremenitev zaradi navora na gredi. Ostale obremenitve zaenkrat zanemarim, ker ne vem kaj točno bo motor poganjal.

$$D_{gred} = \sqrt[3]{\frac{M * 16}{\pi * \tau_{dop}}} = 13,32 \text{ mm}$$

Kjer je  $M$  navor, ki ga proizvede motor, faktor 16 je zaradi oblike gredi,  $\tau_{dop}$  pa je dopustna napetost za jeklo in znaša  $60 \frac{N}{mm^2}$ . Zaradi varnostnega faktorja in drugih obremenitev povečam premer gredi na  $D_{gred} = 20,0 \text{ mm}$ . Zdaj lahko izračunam višino jarma.

$$h_{yr} = D_r - D_{gred} - 2 * b_{tr} - 2 * h_{cr}$$

Kjer je  $h_{cr} = 2,0 \text{ mm}$  višina rotorskega čevlja, ki sem jo kar predpostavil.

$$B_{yr} = \frac{\Phi_{yr}}{2 * k_{fe} * l * h_{yr}} = 1,18 \text{ T}$$

Spet določim magnetno poljsko jakost iz iste BH krivulje za material M470-50A pri vrednosti  $B_{yr}$ . Zaradi odčitavanja je vrednost zaokrožena.

$$H_{yr} = 172 \frac{A}{m}$$

Določim še korekcijski faktor  $C_{yr}$  iz grafa 3.17 v viru [1], preko njega upoštevam porazdelitev gostote magnetnega pretoka in magnetne poljske jakosti v jarmu v odvisnosti od števila silnic v njem.

$$C_{yr} = 0,57$$

Izračunam še srednjo dolžino magnetne poti v statorskem jarmu.

$$\tau_{yr} = \frac{\pi * (D_{stroj} - h_{yr})}{2 * p_p} = 55,9 \text{ mm}$$

Kjer je  $D_{stroj}$  zunanji premer celotnega stroja. Izračunam ga kot vsoto premera rotorja, zračne reže, višine statorskih zob in višine statorskega jarma. Magnetna napetost v statorskem jarmu je izračunana v spodnji enačbi.

$$\theta_{ys} = C_{ys} * H_{ys} * \tau_{ys} = 5,48 \text{ A}$$

### 3.7.5 Magnetna napetost v zračni reži

Magnetno napetost v zračni reži sem izračunal po sledeči enačbi.

$$\theta_{delta} = \frac{B_{delta}}{\mu_0} * \delta = 325,50 \text{ A}$$

Kjer je  $\mu_0$  permeabilnost zraka.

### Izgube v bakru

Izgube v bakru  $P_{cu}$  sem izračunal kot produkt statorskega toka in upornosti faznega navitja. Upornost faznega navitja  $R_{cs}$  sem določila kot produkt gostote bakra  $\rho_{cu}$  pri delovni temperaturi  $60^\circ\text{C}$ , dolžini žice  $l_{cs}$ , preseku žice  $S_{cs}$  in številu paralelnih vej  $a$ . Dolžina žice je enaka produktu obsega enega ovoja in števila ovojev faznega navitja.

$$l_{cs} = (2 * 6 * \tau_{us} + 2 * \pi * \tau_{us} + 2 * l) * N_s = 53,58 \text{ m}$$

$$R_{cs20} = \rho_{cu} * \frac{l_{cs}}{a * S_{cs}} = 0,240 \Omega$$

$$R_{cs\Delta} = R_{cs20} * (T - 20^{\circ}\text{C}) * \alpha_{cu} = 0,056 \Omega$$

$$R_{cs} = R_{cs20} + R_{cs\Delta} = 0,296 \Omega$$

Izgube v bakru pri nazivni vrednosti delovanja.

$$P_{cu} = R_{cs} * I_s^2 * m = 197,60 \text{ W}$$

Zdaj pa izračunam še izgube v bakru pri zagonu motorja ko imamo praktično kratek stik.

$$P_{cu,ks} = R_{cs} * I_0^2 * m = 3030,07 \text{ W}$$

## Izgube v železu

Izgube v železu  $P_{fe}$  sem izračunal za material M470-50A. Skupne izgube v železu so vsota posameznih izgub v različnih delih motorja (statorski zobje, statorski jarem). Enačba za izračun izgub je odvisna predvsem od specifičnih izgub železa in gostote magnetnega pretoka v dotičnem delu motorja.

$$P_{fe} = k_{fe,n} * p_{spec} * m_{fe} * \left( \frac{B_{del\ motorja}}{B_{priblizek}} \right)^2 \quad (9)$$

Kjer je  $k_{fe,n}$  polnilni faktor železa, ki vsebuje še parazitne vplive. Predpostavil sem, da je enak za zobe in jarem statorja. Vrednost specifičnih izgub železa  $p_{spec}$ , sem dobil v podatkovnih listih za železo M470-50A pri nazivni frekvenci napajanja 50Hz in pri vrednosti gostote magnetnega pretoka za določen del motorja. Masa  $m_{fe}$  pa je odvisna volumna železnega dela  $V$  in specifične gostote železa  $\rho_{fe}$ .

### 3.9.1 Izgube v železu – statorski zobje

Najprej izračunam volumen enega zoba. Pri dolžini motorja upoštevam samo železni del (brez zraka in izolacije), zato dolžino pomnožim s polnilnim faktorjem železa.

$$V_{zobs} = b_{ds} * b_s * k_{fe} * l = 19754 \text{ mm}^3$$

Nato izračunam maso enega zoba.

$$m_{zobs} = V_{zobs} * \rho_{fe} = 0,151 \text{ kg}$$

Vrednost gostote magnetnega pretoka v statorskem zobu je  $B_{del\ motorja} = B_{zobs} = 1,57 \text{ T}$ . Iz podatkovnih listov za železo, sem našel najboljši približek tej vrednosti in odčital specifične izgube pri gostoti magnetnega pretoka in frekvenci  $f_n = 50 \text{ Hz}$ .

$$B_{priblizek} = 1,6 \text{ T}$$

$$p_{spec\ 1,5T} = 14,1 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$$

Sedaj vse vrednosti vstavim v enačbo (9) in izračunam izgube v železu za en zob. Ker pa je v mojem motorju 24 zob, moram te izgube pomnožiti s  $Q_s$  in dobim izgube v železu za vse statorske zobe.

$$P_{fe,zobs} = 88,41 \text{ W}$$

### 3.9.2 Izgube v železu – statorski jarem

Volumen statorskega jarma ponovno izračunam preko produkta površine in dolžine železnega dela motorja. Površina statorskega jarma je enaka razliki med površino celotnega motorja in površino motorja, ko odštejem statorski jarem.

$$V_{ys} = k_{fe} * l * \pi * \left( \left( \frac{D_{stroj}}{2} \right)^2 - \left( \frac{D_{stroj}}{2} - b_r \right)^2 \right) = 949750 \text{ mm}^3$$

Nato izračunam maso statorskega jarma.

$$m_{ys} = V_{ys} * \rho_{fe} = 7,27 \text{ kg}$$

Vrednost gostote magnetnega pretoka v statorskem jarmu je  $B_{del\ motorja} = B_{ys} = 0,94 \text{ T}$ . Iz podatkovnih listov za železo, sem našel najboljši približek tej vrednosti in odčital specifične izgube pri gostoti magnetnega pretoka in frekvenci  $f_n = 100 \text{ Hz}$ .

$$B_{priblizek} = 0,9 \text{ T}$$

$$p_{spec\ 0,9T} = 3,44 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$$

Ponovno izračunane vrednosti vstavim v enačbo (9) in izračunam izgube v železu za statorski jarem.

$$P_{fe,ys} = 49,43 \text{ W}$$

Skupne izgube v železu na statorju so vsota posameznih izgub.

$$P_{fe} = P_{fe,zobs} + P_{fe,ys} = 137,83 \text{ W}$$

### 3.9.3 Izgube v železu – rotorski zobje

Najprej izračunam volumen enega zoba. Pri dolžini motorja upoštevam samo železni del (brez zraka in izolacije), zato dolžino pomnožim s polnilnim faktorjem železa.

$$V_{zobr} = b_{dr} * b_r * k_{fe} * l = 10768 \text{ mm}^3$$

Nato izračunam maso enega zoba.

$$m_{zobr} = V_{zobr} * \rho_{fe} = 0,082 \text{ kg}$$

Vrednost gostote magnetnega pretoka v statorskem zobu je  $B_{del\ motorja} = B_{zobs} = 1,57 \text{ T}$ . Iz podatkovnih listov za železo, sem našel najboljši približek tej vrednosti in odčital specifične izgube pri gostoti magnetnega pretoka in frekvenci  $f_n = 100 \text{ Hz}$ .

$$B_{priblizek} = 1,6 \text{ T}$$

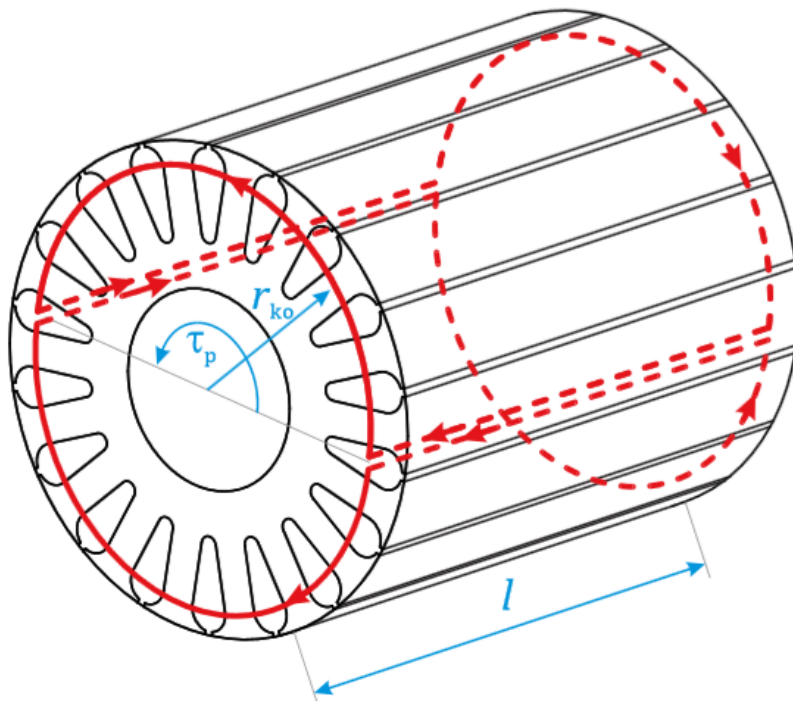
$$p_{spec\ 1,6T} = 14,1 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$$

Sedaj vse vrednosti vstavim v enačbo (9) in izračunam izgube v železu za en zob. Ker pa je v mojem motorju 24 zob, moram te izgube pomnožiti s  $Q_s$  in dobim izgube v železu za vse statorske zobe.

$$P_{fe,zobr} = 36,14 \text{ W}$$

### 3.9.4 Upornosti v aluminiju – rotorske palice in kratkostični obroč

Pri kratkostični kletki so inducirane napetosti in toki zelo pomembni, saj na ta način dobimo rotorsko vzbujanje in njegovo magnetno polje, ki v interakciji s statorskim ustvarja navor, ta pa omogoča pretvorbo električne v mehansko energijo. Vrednost prevodnosti materiala mora biti torej ustrezno izbrana, prav tako pa morajo biti palice med seboj električno povezane, kar pomeni kratko sklenjene. V modelu tako ni potrebno posebej nastavljat dodatnih parametrov. Ker pa je to 2D analiza ne upošteva upornosti kratkostičnih obročev, ki niso zanemarljive in jih je potrebno nekako vpeljati v model. To naredimo tako, da izračunamo še upornost obeh obročev.



Slika 3: Upornost kratkostičnih obročev kletke upoštevamo tako, da s povečanjem specifične upornosti materiala navidezno povečamo dolžino tokokroga.

Najprej izračunam približen polmer kratkostičnega obroča. Potem pa po naslednji enačbi izračunam upornost dveh kratkostičnih obročev.

$$R_{ko} = \frac{\rho_{al} * r_{ko} * \tau_p}{2 * A_p} = 8,56 \mu\Omega$$

Kjer so  $\rho_{al} = 0,02903 * 10^{-6} \Omega/m$  specifična upornost aluminija,  $r_{ko}$  polmer kratkostičnega obroča,  $\tau_p$  polova delitev in za presek obroča vzamem kar dvakratni presek palice  $A_p$ . Zaporedna upornost dveh palic pa je:

$$R_p = 2 * \frac{\rho_{al} * l}{A_p} = 79,35 \mu\Omega$$

Skupna upornost je torej enaka seštevku zgornjih dveh upornosti. Razmerje med skupno upornostjo, kjer je upoštevana tudi upornost kratkostičnih obročev, in upornostjo le dveh palic, kakor je upoštevana v modelu je:

$$k_r = \frac{R_{sk}}{R_p} = 1 + \frac{r_{ko} * \tau_p}{4 * l} = 1,108$$

V knjižnici materialov programa FEMM je material "Aluminium, 1100", katerega prevodnost ustreza izmerjenim lastnostim aluminijev za kratkostične kletke. Izberemo tega pazimo pa, da mu ustrezno povečamo upornost. Dobljeno upornost pa moramo pred ustavljanjem v program FEMM preračunati na specifično prevodnost, saj je to podatek, ki ga program sprejema.

$$R_{ko,p} = R_{skup} * (1 + (T_{del} - 20) * \alpha_{al}) = 113,75 \mu\Omega$$

Po zgornji enačbi izračunam skupno upornost palice in kratkostičnega obroča pri izbrani delovni temperaturi  $T_{del} = 60^\circ\text{C}$ .  $R_{skup}$  je skupna upornost palice in kratkostičnega obroča pri temperaturi  $20^\circ\text{C}$ ,  $\alpha_{al} = 0,0049 \text{ K}^{-1}$  pa je temperaturni koeficient upornosti aluminija.

## **Predstavitev rezultatov**

V tabeli 2 so zbrani vsi geometrijski podatki asinhronskega stroja z kratkostično kletko, na podlagi katerih sem izdelal računalniški model motorja.

Geometrijski podatek	Vrednost [mm]	Geometrijski podatek	Vrednost [mm]
$D_r$	87,8	$b_s$	56,6
$l$	103,4	$b_{dr}$	6,9
$Q_s$	24	$b_r$	8,4
$Q_r$	18	$h_{ys}$	20,8
$\delta_{dej}$	0,39	$h_{yr}$	10,4
$b_1$	2,0	$N_s$	128
$b_{ds}$	5,6	$Z_q$	32

## **4 Računalniški model asinhronskega motorja**

Na podlagi izračunanih geometrijskih podatkov sem v računalniškem programu FEMM izdelal model asinhronskega motorja z kratkostično kletko.

## **5 Izdelava računalniškega modela**

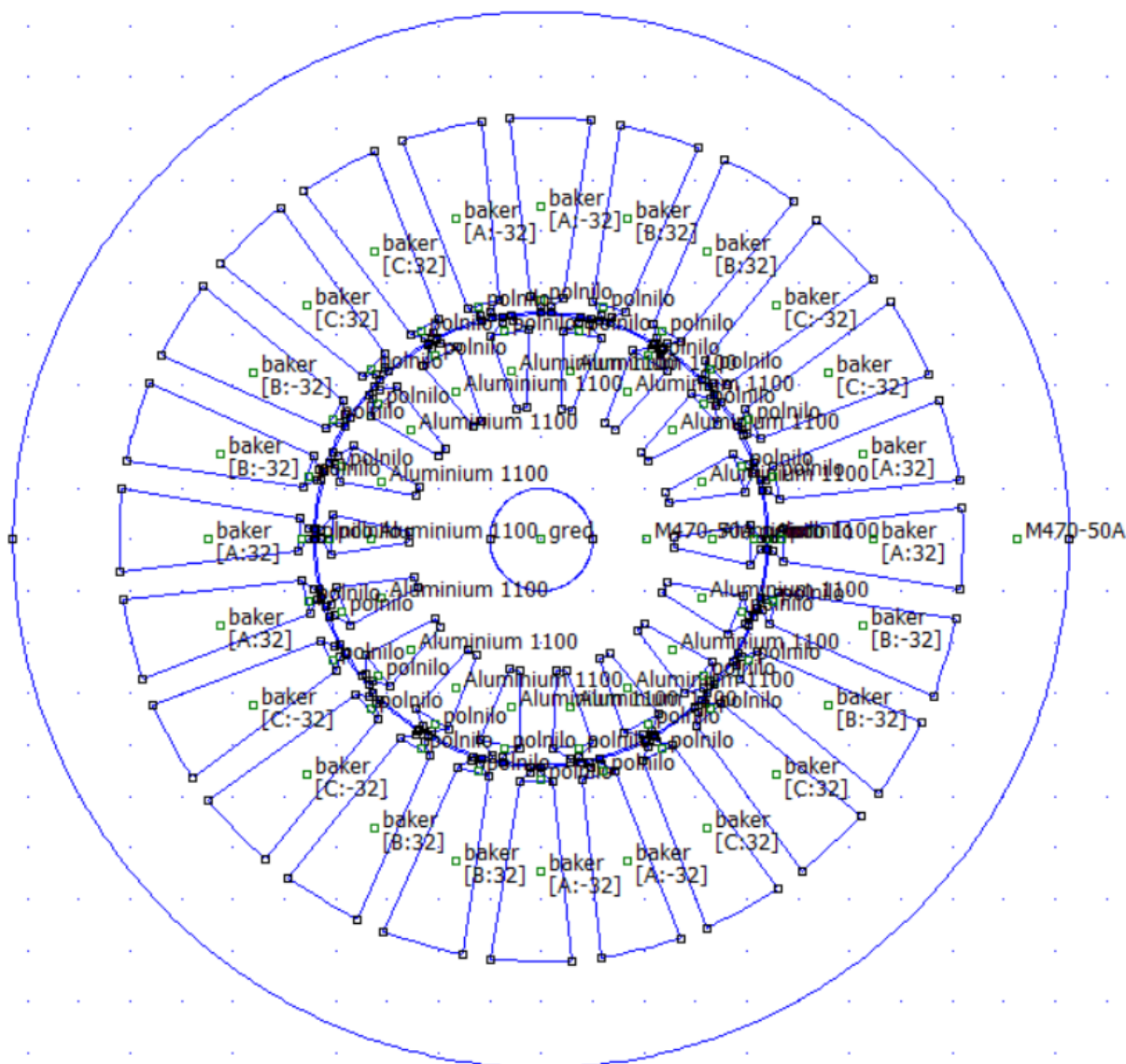
Računalniški model motorja sem v programu FEMM izdelal kot magnetni problem. Naprej sem definiriral, da je izrisani model planarni in določil, da so vse dimenzije v merski enoti metri. Nato sem izrisala celotno geometrijo motorja in v vsaki enoti definiriral vrsto materiala.

V utorih sem poleg materiala definiriral tudi katero fazno navitje je v utoru, v katero smer teče tok in koliko ovojev je v posameznem utoru. V vsakem utoru je  $Z_q$  vodnikov (ovojev). Podobno sem naredil tudi za rotor le, da nisem definiriral števila ovojev. Definiral sem kje je bakrena kratkostična kletka.



Premer gredi na sredini sem določil po priporočilih in preko enačbe za maksimalno dopustno obremenitev gredi. Po izračunu sem dodal še varnostni faktor in premer gredi še malo povečal. Tako načrtovana gred se ne bo zlomila med delovanjem stroja.

Na koncu sem še zunanjemu obodu celotnega motorja in obodu gredi določil Dirichletov robni pogoj. Dirichletov robni pogoj definira, da na robu ni magnetnega potenciala in da obstaja samo tangencialna komponenta gostote magnetnega pretoka.



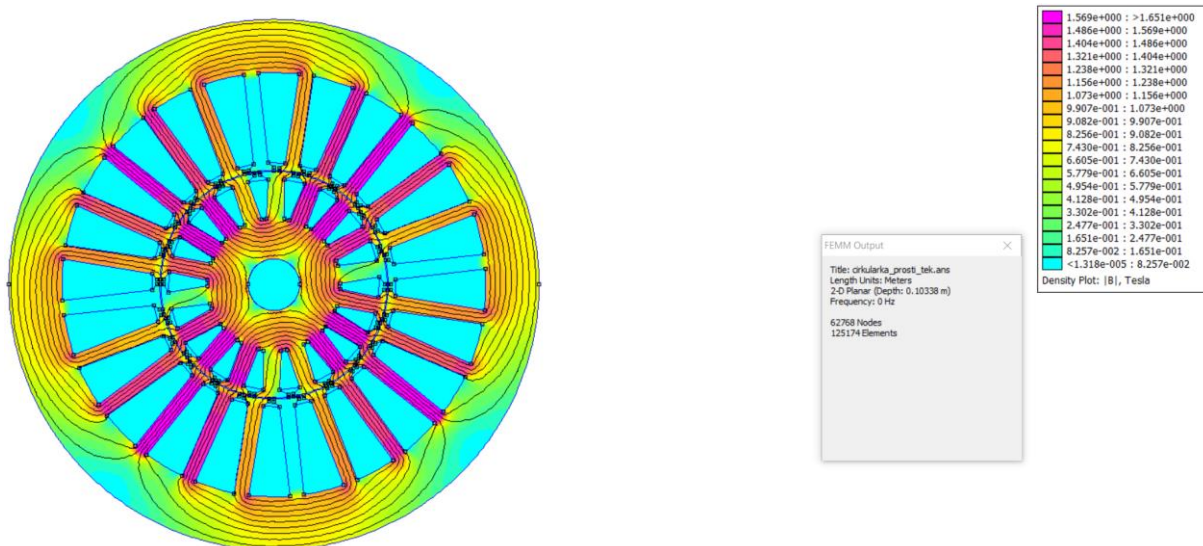
Slika 4: Model celotnega asinhronskega motorja

## Rezultati simuliranih izračunov

### 5.1.1 Analiza prostega teka

V prostem teku asinhronskega motorja je statorsko navitje napajano z napetostjo nazivne vrednosti in frekvence, na gredi pa ni mehanskega bremena, tako da je oddana mehanska moč enaka nič. Hitrost rotorja je takrat običajno le nekaj vrtljajev pod sinhronsko hitrostjo, zato je vrednost slipa zelo majhna oz. blizu nič. Pri teoretičnih obravnavah asinhronskih strojev

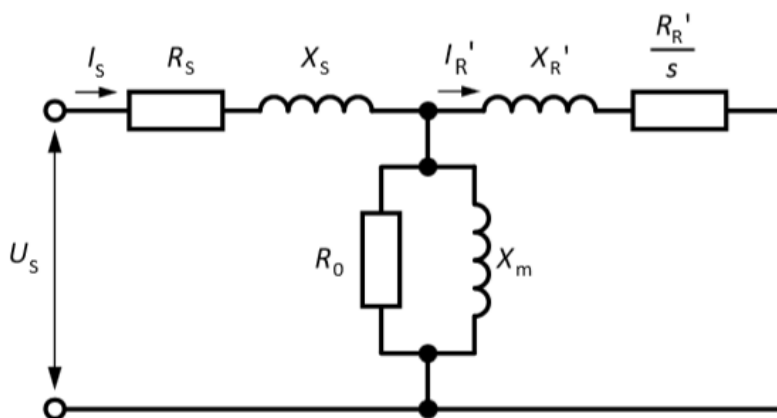
govorimo tudi o idealnem prostem teku, ko upoštevamo, da je hitrost rotorja kar enaka sinhronski. V tem stanju lahko motor analiziramo z magnetostatičnim izračunom. Preko programa, ki s pomočjo bisekcije izračuna amplitudno vrednost toka v prostem teku le-to dobimo in stroj simuliramo pri tej vrednosti. Izberemo si trenutek ko je vrednost napetosti ene faze maksimalna, drugih dveh pa polovična in ima nasprotno smer.



Slika 5: Simulacija magnetnega pretoka v prostem teku

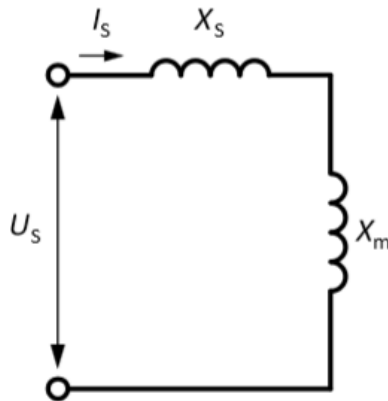
Preko dobljenega toka prostega teka  $I_0 = 4.61$  lahko izračunamo magnetilno reaktanco stroja, ki je element prečne veje enofaznega nadomestnega vezja asinhronskega stroja. Ker v rotorju ni toka, v našem modelu pa tudi ne izgub in padca napetosti v statorskem navitju  $R_s$  ter izgub v železu  $R_{fe}$ , se nadomestno vezje modela poenostavi, tako da lahko zapišemo:

$$X_m \cong \frac{U_n}{\sqrt{3} * I_0} = 79,64 \, \Omega$$



Slika 6: Enofazno nadomestno vezje asinhronskega motorja

Pri tem smo zanemarili tudi padec na stresani reaktanci statorskega navitja, saj praviloma velja, da je magnetilna reaktanca  $X_m$  dosti večja od  $X_s$ . Tako se vezje poenostavi.



Slika 7: Nadomestno vezje modela asinhronskega motorja v prostem teku

### 5.1.2 Analiza kratkega stika

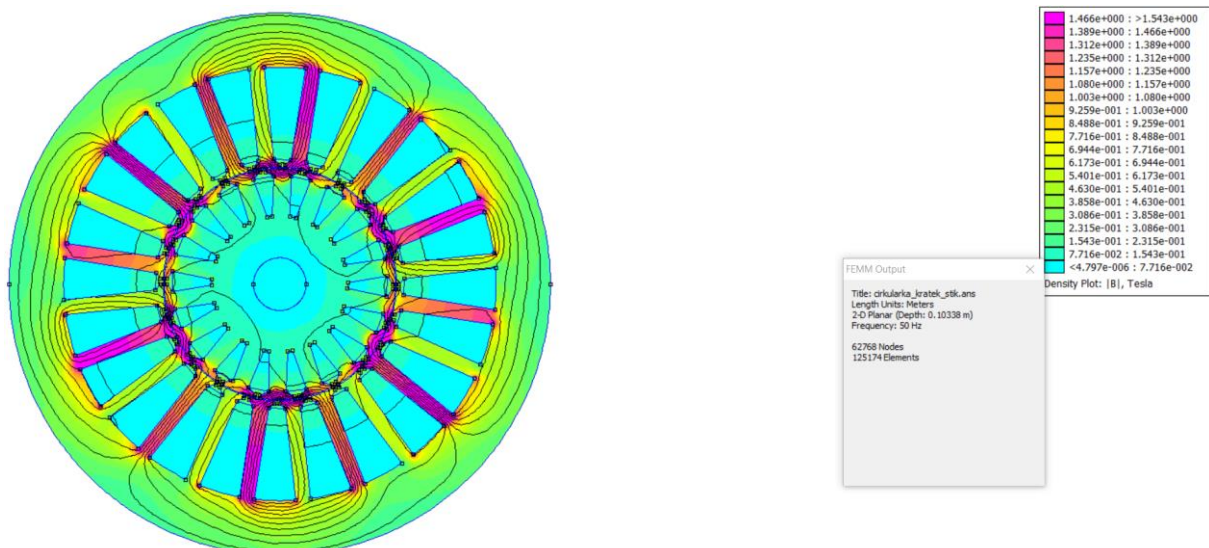
Pri preizkušanju električnih strojev poznamo preizkus kratkega stika motorja, ko rotor miruje, stator pa je napajan s tako napetostjo nazivne frekvence, da v statorsko navitje teče nazivni tok. Ker rotor miruje se motor obnaša podobno kot transformator v kratkem stiku, zato je rotorska frekvenca pri tem enaka statorski. Poznamo nazivni tok motorja  $I_s$ . Za vzbujanje modela izračunamo kompleksne vrednosti amplitud tokov vseh treh faznih navitij, ki jih nastavimo kot toke posameznih vezij faznih navitij, ki so v modelu označena z imeni "A", "B" in "C".

$$I_A = I_s * \sqrt{2} * e^{j0}$$

$$I_B = I_s * \sqrt{2} * e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$I_C = I_s * \sqrt{2} * e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

V nastavitvah modela nastavimo še frekvenco, ki je enaka nazivni.



Slika 8: Izračunano magnetno polje pri analizi preizkusa kratkega stika asinhronskega motorja

Tako kot smo z rezultati analize prostega teka lahko izračunali magnetilno reaktanco stroja  $X_m$ , lahko z rezultati magnetne analize izračunamo stresano reaktanco stroja. Z magnetnim sklepom navitja prve faze, ki ga dobimo z analizo, lahko izračunamo inducirano napetost. Izračunamo

jo lahko kar s kompleksnimi števili, pri čemer moramo sedaj rezultat pomnožiti z imaginarno enoto  $j$ , saj je inducirana napetost fazno premaknjena glede na magnetni sklep za  $90^\circ$ , kar je posledica odvajanja harmonične funkcije, kot izhaja iz Faradayevega indukcijskega zakona.

$$U_A = j * 2\pi * f_n * \Psi_A = (19,03 + j129,76) V$$

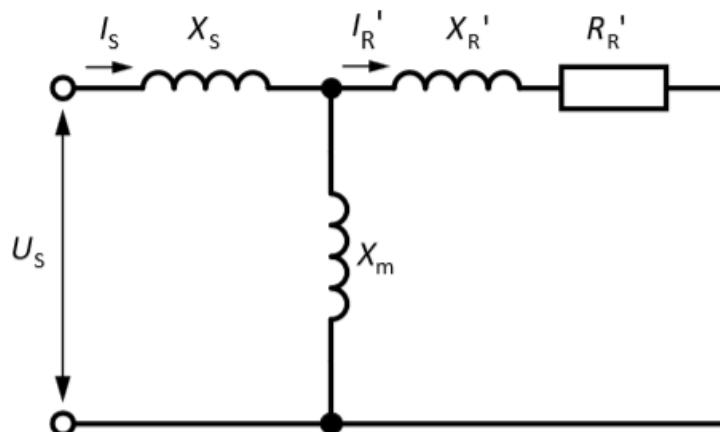
Pri čemur je  $f_n$  nazivna frekvenca napajalnega toka in napetosti,  $\Psi_A = (0,206513 + j0,0302925) Wb$  pa magnetni sklep, ki ga preberem in programa FEMM. Ker poznamo tudi amplitudo toka kar izračunam kratkostično impedanco.

$$Z_k = \frac{U_A}{I_A} = (0,90 + j6,15) \Omega$$

Izračunana kratkostična oz. stresana reaktanca našega asinhronskega motorja je tako  $X_k = 6,15 \Omega$  in predstavlja vsoto stresanih reaktanc primarnega in sekundarnega navitja iz nadomestnega vezja tega motorja.

$$X_k = X_s + X'_r$$

Vrednost realne komponente kratkostične impedance predstavlja rotorsko upornost  $R'_r$ , saj je kratkostična kletka v modelu edini element, ki ima definirano upornost. Razmere v modelu za analizo kratkega stika asinhronskega motorja so najboljše predstavljene s spodnjim nadomestnim vezjem.



Slika 9: Enofazno nadomestno vezje asinhronskega motorja v kratkem stiku

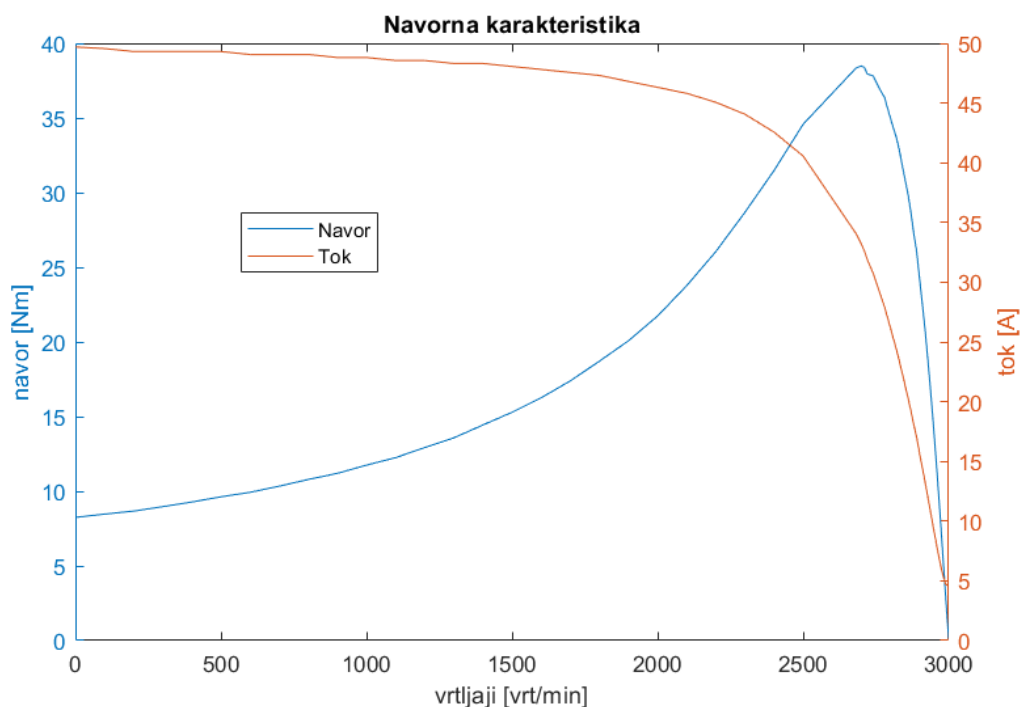
## Analiza obratovalnih stanj

V obratovalnih stanjih AM, ko ta ni v prostem teku ali kratkem stiku, se rotor vrti počasneje od vrtilnega polja, tako da je frekvenca inducirane napetosti v rotorju enaka slipni frekvenci.

$$f_r = f_n * s$$

### 5.2.1 Navorna karakteristika asinhronskega motorja

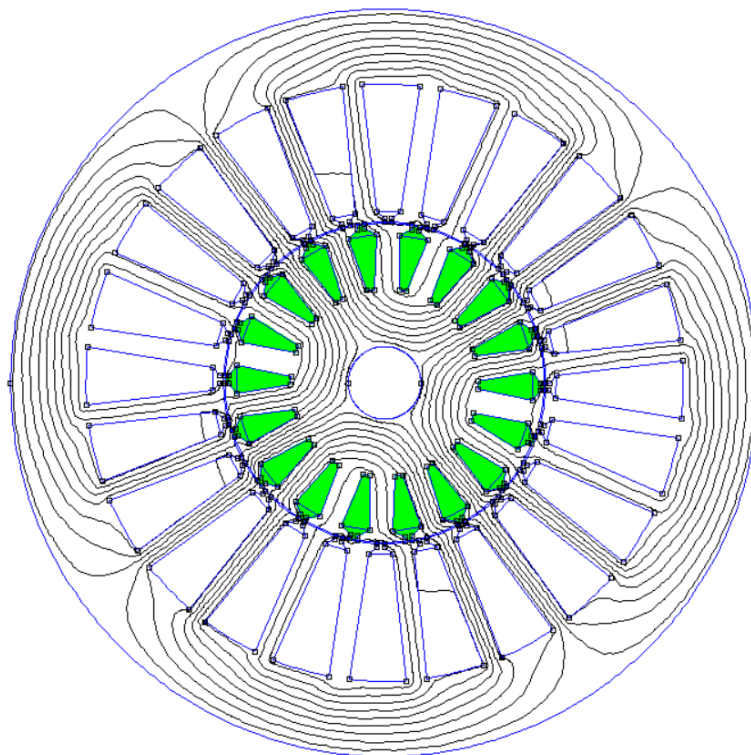
Navorna karakteristika asinhronskega motorja podaja odvisnost navora in toka od vrtilne hitrosti rotorja pri konstantni napajalni napetosti. To dobim, ko opravi niz analiz obratovalnih stanj pri nazivni napajalni napetosti, pri čemer slip spreminjam od 0 do 1. Na spodnji sliki je tako izračunana navorna karakteristika za moj motor pri nazivni napajalni napetosti.



Slika 10: Navorna karakteristika asinhronskega motorja

### 5.2.2 Nazivno obratovalno stanje

Preko analize obratovalnih stanj sem za stanje, ko deluje motor z nazivno močjo odčital navor na gredi. Nato sem iz grafa navorne karakteristike odčital tok pri danem navoru in vrtljaje pri katerih se to zgodi. Preko tega sem izračunal nazivni slip  $s = 0,032$  katerega doseže pri vrtljajih  $n_n = 2906$  in slipno frekvenco. Kot tok sem vstavil odčitani tok pri nazivnem slipu, ki je malo višji od analitično izračunanega nazivnega toka, kar pomeni  $I_{s,pravi} = 15,00$  A.



Slika 11: Rezultat analize izgub v kratkostični kletki

Preko programa FEMM sem na koncu še izračunal izgube v rotorskem navitju oziroma rotorskih palicah in kratkostičnem obroču. Označil sem vse kratkostične palice in integriral gostoto toka preko njih. Rezultat je  $P_{al,r} = 94,66 \text{ W}$ . Izgube se mi zdijo precej majhne, še posebej glede na velikost izgub v statorju.

### 5.2.3 Izkoristek

Izkoristek je izračunan kot

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + P_{cu} + P_{fe} + P_{fe,zobr} + P_{al,r}} = 93,73\%$$

Res je, da izgub zaradi ventilacije in trenja na gredi nismo upoštevali ampak tak izkoristek se mi zdi nerealen za asinhronski motor. Pričakoval bi ga nekje okoli 80% do 85%.

## 6 Literatura

- [1] J. Pyrhönen, T. Jokinen in V. Hrabovcová, *Design of rotating electrical machines*. Wiltshire: John Wiley & Sons, 2008.
- [2] D. Miljavec in P. Jereb, *Električni stroji: temeljna znanja*. Ljubljana: samozaložba, 2017.
- [3] "Electric motor winding calculator" Dosegljivo: [https://www.emotor.com/windings/?fbclid=IwAR12QG3q9Tf2bTNwLO4vI\\_RfP27BzX\\_Y\\_EIk1GmVmXSMpkH8o23Iv9Q2CqA](https://www.emotor.com/windings/?fbclid=IwAR12QG3q9Tf2bTNwLO4vI_RfP27BzX_Y_EIk1GmVmXSMpkH8o23Iv9Q2CqA). [Dostopano: 28.10.2022]
- [4] Interni zapiski predavanj in video gradivo KES 2020/2021