

Optimizacija šestfaznog sinkronog motora s permanentnim magnetima za pogon električnog vozila temeljena na metamodelima

Matić, Karlo

Master's thesis / Diplomski rad

2024

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing / Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:168:949632>

Rights / Prava: [In copyright](#) / [Zaštićeno autorskim pravom](#).

Download date / Datum preuzimanja: **2025-03-21**



Repository / Repozitorij:

[FER Repository - University of Zagreb Faculty of Electrical Engineering and Computing repository](#)



SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 136

**OPTIMIZACIJA ŠESTFAZNOG SINKRONOG MOTORA S
PERMANENTNIM MAGNETIMA ZA POGON ELEKTRIČNOG
VOZILA TEMELJENA NA METAMODELIMA**

Karlo Matic

Zagreb, lipanj 2024.

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 136

**OPTIMIZACIJA ŠESTFAZNOG SINKRONOG MOTORA S
PERMANENTNIM MAGNETIMA ZA POGON ELEKTRIČNOG
VOZILA TEMELJENA NA METAMODELIMA**

Karlo Matic

Zagreb, lipanj 2024.

DIPLOMSKI ZADATAK br. 136

Pristupnik: **Karlo Matić (0036523651)**
Studij: Elektrotehnika i informacijska tehnologija
Profil: Elektrostrojarstvo i automatizacija
Mentor: izv. prof. dr. sc. Zlatko Hanić

Zadatak: **Optimizacija šestfaznog sinkronog motora s permanentnim magnetima za pogon električnog vozila temeljena na metamodelima**

Opis zadatka:

U okviru diplomskog rada potrebno je postaviti zahtjeve za dizajn električnog motora za pogon električnog vozila. Odabrati topologije šestfaznog motora za koje će se provesti optimizacija. Definirati ciljeve i ograničenja optimizacije. Automatizirati elektromagnetske i toplinske izračune u programskom paketu Ansys MotorCAD korištenjem programskog jezika Python. Izvršiti potrebne izračune za kreiranje metamodela u okviru programskog paketa Ansys Optislang. Provesti optimizaciju dizajna šestfaznog sinkronog motora s permanentnim magnetima temeljenu na metamodelima. Verificirati optimalni dizajn provođenjem detaljnijih elektromagnetskih i toplinskih izračuna.

Rok za predaju rada: 28. lipnja 2024.

Ovim putem želim se zahvaliti obitelji i prijateljima na podršci tijekom studija i svom mentoru doc. dr. sc. Zlatku Haniću na pomoći prilikom izrade diplomskog rada.

Sadržaj

1. Uvod	3
2. Zahtjevi na sinkroni motor s permanentnim magnetima	5
2.1. Zahtjevi na performanse motora	6
2.2. Korišteni materijali	8
2.3. Armaturni namot	9
2.3.1. Odabir kombinacije broja utora statora i polova rotora	10
2.3.2. Šestfazni namot	13
2.3.3. Hairpin namot	13
2.3.4. AC gubici	14
2.4. Odabir topologije	16
2.5. Ciklusi vožnje	18
3. Postupak optimizacije u Ansys optiSLang-u	20
3.1. Integracija s Ansys Motor-CAD programskim alatom	20
3.2. Analiza osjetljivosti	22
3.2.1. Dizajn eksperimenata (DoE)	23
3.2.2. Indeksi osjetljivosti	24
3.2.3. Koeficijent korelacije (CoC)	24
3.3. Metamodeliranje	25
3.3.1. Aproksimacija metodom pomičnih najmanjih kvadrata	25
3.3.2. Koeficijent prognoze (CoP)	26
3.3.3. Metamodel optimalne prognoze (MoP)	28
3.4. Višeciljna optimizacija temeljena na metamodelima	29
3.5. Validacija	31

4. Postavke i rezultati elektromagnetskih optimizacija	32
4.1. Topologija s Halbach poljem magneta	33
4.1.1. Postavke	33
4.1.2. Rezultati	35
4.2. Embedded Breadloaf topologija	39
4.2.1. Postavke	39
4.2.2. Rezultati	39
4.3. Interior V topologija	44
4.3.1. Postavke	44
4.3.2. Rezultati	45
4.4. Odabir optimalne topologije	50
5. Detaljnija optimizacija optimalne topologije	52
5.1. Optimalni dizajn	54
6. Validacija optimalnog dizajna	57
6.1. Mehanički dizajn rotora	57
6.1.1. Simulacije naprezanja rotora	59
6.2. Elektromagnetske simulacije	62
6.2.1. Brzina vrtnje 500 o/min	64
6.2.2. Brzina vrtnje 4000 o/min	65
6.2.3. Brzina vrtnje 20000 o/min	67
6.2.4. Korekcija faktora gubitaka	68
6.3. Toplinske simulacije	69
7. Model s hairpin namotom	71
8. Dimenzioniranje baterijskog paketa	74
9. Zaključak	77
Literatura	80
Sažetak	83
Abstract	84

1. Uvod

Ovisnost o fosilnim gorivima rasla je tijekom prošlog stoljeća neovisno o činjenici da su takvi resursi ograničeni. Zbog prekomjernog iskorištavanja fosilnih goriva povećao se interes za uvođenjem električnih i hibridnih električnih pogona. S ciljem minimalne potrošnje energije povećao se interes za korištenjem sinkronih strojeva s permanentnim magnetima. Strojevi s permanentnim magnetima odlikuju se visokom gustoćom momenta, karakterističnom snagom i visokom korisnošću [1].

Iako su trofazni električni strojevi dominantni u industriji i električnim pogonima, prednosti višefaznih električnih strojeva su niže pulsacije momenta i struje istosmjernog međukruga, poboljšani valni oblik statorskog protjecanja i veća pouzdanost [2]. Najčešći oblik višefaznog namota je šestfazni namot koji se sastoji od dvije trofazne grupe uz fazni pomak 30° električnih između grupa, također poznat kao asimetrični šestfazni namot [3].

U težnji za poboljšanjem snage i gustoće momenta električnog stroja nameće se upotreba tzv. "hairpin" namota umjesto konvencionalnog usipnog namota s okruglom žicom. Ovakav namot ima razne prednosti, npr. jednostavnost, visoki faktor punjenja utora bakrom, kraće glave namota i posljedično manje gubitke u bakru. Međutim, s povećanjem frekvencije struja dolazi do nejednolike raspodjele gustoće struje u vodiču pri čemu je gustoća struja manja u sredini vodiča [4].

Kako bi se odredio optimalan stroj koji zadovoljava postavljene uvjete na performanse uz minimalnu cijenu (ili maksimalnu korisnost) potrebno je provesti višeciljnu optimizaciju. Višeciljna optimizacija može se provesti korištenjem Ansys programskih paketa, odnosno Ansys Motor-CAD u sprezi s Ansys optiSLang programskim paketom koji omogućava jednostavnu i brzu optimizaciju.

U sljedećim poglavljima bit će opisan postupak određivanja zahtjeva na performanse pogonskoga motora električnog vozila, dizajn šestfaznog namota i odabir topologija za koje će se provesti formalna matematička optimizacija dizajna. Po završetku optimizacija bit će prikazani rezultati te odabir optimalnog dizajna za pogonski motor koji će se validirati trodimenzionalnom metodom konačnih elemenata i kojemu će biti optimiran toplinski krug prema zahtjevima na performanse u trajnom radu.

2. Zahtjevi na sinkroni motor s permanentnim magnetima

Kako bi se mogla izvršiti optimizacija sinkronog motora s permanentnim magnetima za pogon električnog vozila, potrebno je odrediti:

- željenu anvelopu zakretnog momenta na vratilu,
- željenu anvelopu mehaničke snage na vratilu,
- vrstu lima i magneta,
- vrstu armaturnog namota,
- topologiju rotora.

Također, potrebno je odrediti model vozila, napon baterijskog paketa i energetski pretvarač. Model vozila postavljen je prema automobilu Nissan Leaf iz 2012. godine čiji su podaci dani tablicom 2.1. Napon baterijskog paketa iznosit će 900 V, pa su prema tome tražene učinske sklopke. Odabran je polumost proizvođača *Infineon* kodne oznake "FF08MR12W1MA1_B11A" čiji se podaci mogu pronaći na [5].

Tablica 2.1. Parametri modela automobila Nissan Leaf

Naziv veličine	Oznaka	Vrijednost	Mjerna jedinica
Masa vozila	m_{vozila}	1521	kg
Masa putnika	$m_{putnika}$	400	kg
Koeficijent otpora kotrljanja	c_k	0.007	-
Površina prednje strane vozila	A_{pr}	2.29	m ²
Koeficijent otpora zraka	c_{oz}	0.28	-
Radius kotača	r_{kot}	0.33	m

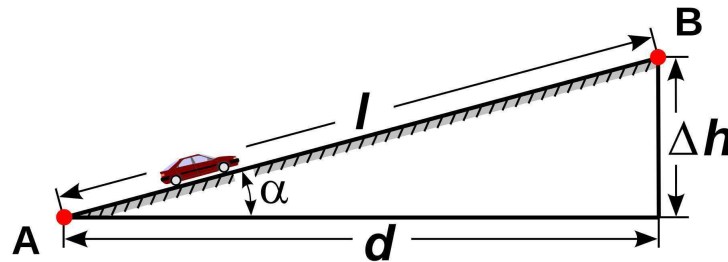
2.1. Zahtjevi na performanse motora

Kako bi se odredile performanse motora potrebno je odraditi izračune prema postavljenim zahtjevima. Budući da je model vozila poznat iz tablice 2.1., moguće je iz komponenata sile kretanja odrediti potreban moment i snagu motora.

Potrebno je da vozilo unutar 7.5 sekundi ubrza od 0 km/h do 100 km/h te da može voziti maksimalnom brzinom od 150 km/h uz maksimalni nagib ceste koji iznosi 6 %. Nagib ceste definiran je kao visinska razlika na određenoj duljini puta. Prema slici 2.1., nagib se može računati na više načina, na primjer:

$$\begin{aligned} \text{slope} &= 100 \cdot \frac{\Delta h}{d} \quad [\%], \\ \alpha &= \arctan \frac{\Delta h}{d} \quad [\text{deg}], \end{aligned} \quad (2.1)$$

pri čemu se pristup s postocima češće koristi.



Slika 2.1. Nagib ceste [6]

Maksimalna brzina vrtnje električnog motora računa se iz maksimalne brzine vozila prema:

$$n_{max} = \frac{v_{max}}{3.6 \cdot r_{kot}} \cdot \frac{30}{\pi} \cdot i_{red}, \quad (2.2)$$

gdje je i_{red} prijenosni omjer reduktora i pri čemu se brzina zadaje u km/h.

Maksimalna sila vozila pri akceleraciji računa se iz:

$$F_{a,max} = (m_{vozila} + m_{putnika}) \cdot \varepsilon \cdot \frac{100}{3.6 \cdot t_a}, \quad (2.3)$$

gdje ε predstavlja faktor korekcije mase vozila zbog zamašnih masa, a t_a predstavlja vrijeme potrebno za ubrzavanje vozila iz mirovanja do 100 km/h.

Iz jednadžbe 2.3 se računa moment motora prema:

$$M_m = \frac{F_{a,max} \cdot r_{kot}}{i_{red} \cdot \eta_{red}} \cdot SF, \quad (2.4)$$

gdje η_{red} predstavlja korisnost reduktora koja je za potrebe diplomskog rada pretpostavljena na vrijednost 95 %, a SF predstavlja faktor sigurnosti postavljen na vrijednost 1.3.

Sila vozila pri vožnji maksimalnom brzinom na određenom nagibu ceste računa kao zbroj sile otpora kotrljanja, sile otpora zraka i sile uspona:

$$F_{v,max} = (m_{vozila} + m_{putnika}) \cdot g \cdot c_k \cdot \cos \alpha + \frac{1}{2} \cdot \rho_{zr} \cdot c_{oz} \cdot A_{pr} \cdot \left(\frac{v_{max}}{3.6}\right)^2 + (m_{vozila} + m_{putnika}) \cdot g \cdot \sin \alpha, \quad (2.5)$$

gdje g predstavlja akceleraciju Zemljine sile teže, α nagib ceste i ρ_{zr} gustoću zraka.

Snaga motora može se izračunati na više načina, jedan je analogan jednadžbi 2.4, drugi se temelji na umnošku sile vozila i brzine vozila:

$$P_m = \frac{F_{v,max} \cdot v_{max}}{3.6 \cdot \eta_{red}}, \quad (2.6)$$

gdje se uzima u obzir korisnost reduktora. Faktor 3.6 pojavljuje se zbog toga što se brzina vozila zadaje u km/h.

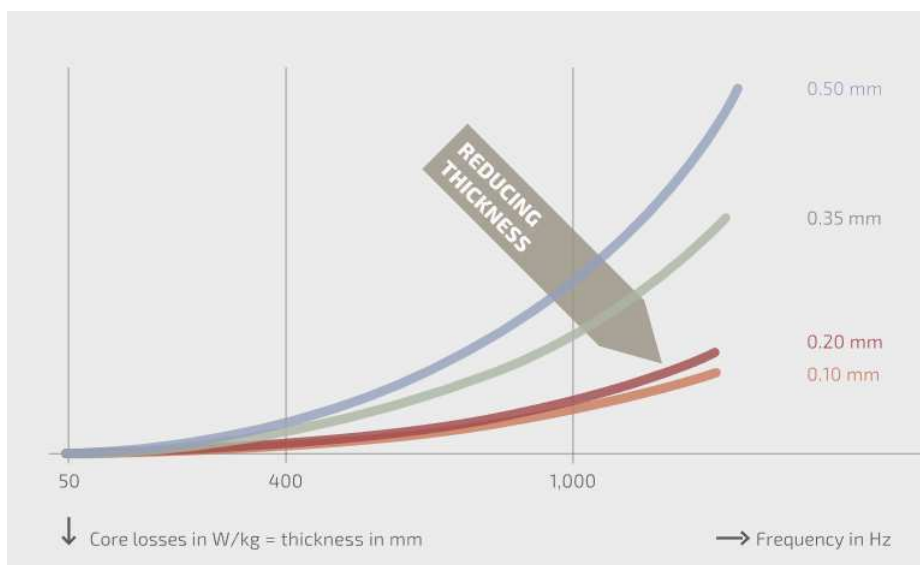
Brzina vrtnje motora pri kojoj se prelazi iz režima konstantnog momenta u režim konstantne snage računa se iz:

$$n_{cor} = \frac{P_m}{M_m} \cdot \frac{30}{\pi}. \quad (2.7)$$

Potrebno je napomenuti da će prijenosni omjer reduktora biti optimizacijska varijabla što znači da će se za pojedini dizajn razlikovati izračunati zahtjevi na performanse stroja.

2.2. Korišteni materijali

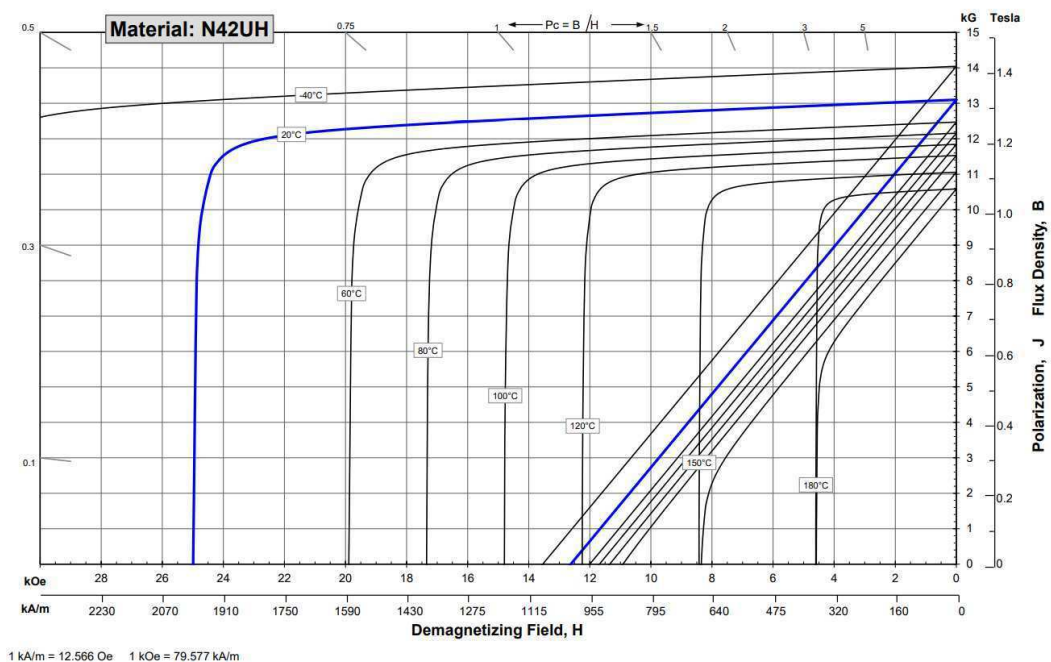
Pri projektiranju motora potrebno je uzeti u obzir i tip lima. Gubici u limu nastaju zbog histereze i vrtložnih struja. Tijekom ciklusa promjene magnetskog polja, magnetski materijal opisuje krivulju histereze čija površina predstavlja gubitke. Ovi gubici nazivaju se gubici zbog histereze i nastaju zbog promjene orijentacije magnetskih domena unutar materijala. Kada magnetsko polje mijenja smjer djelovanja, domene se reorijentiraju kako bi se poravnale s novim magnetskim poljem. Ovaj proces zahtijeva energiju koja se gubi u obliku topline. Gubici zbog vrtložnih struja nastaju zbog struja koje se induciraju u limovima. Kako bi se smanjili gubici zbog vrtložnih struja teži se što tanjim limovima što se može potvrditi slikom 2.2., no potrebno je uzeti u obzir da postoji praktično ograničenje minimalne debljine lima. Najčešće se koriste limovi debljine između 0.35 mm i 0.5 mm, no za primjenu u automobilskoj industriji često se koriste i limovi debljine 0.2 mm.



Slika 2.2. Gubici u željezu u ovisnosti o frekvenciji i debljini lima [7]

Trenutno zastupljeni limovi sastoje se od silicija (do 3.2%), aluminija i mangana. S povećanjem silicija raste i otpornost lima, međutim limovi postaju krhkiji. Razmatra se proizvodnja kompleksnijeg Si-Cr-Al-Mn lima koji će imati visoku otpornost bez degradacije mehaničkih svojstava [8]. U svrhu simulacija korišten je lim NO20-13 čiji se podaci mogu pronaći na [9].

Osim lima, potrebno je pažnju posvetiti odabiru odgovarajuće vrste permanentnih magneta. Karakteristike permanentnih magneta opisane su sljedećim veličinama: remanencijom, intrinzičnom koercitivnosti, koercitivnosti, energetskeg produktom te temperaturnim koeficijentima. Iznos energetskeg produkta i maksimalne radne temperature permanentnog magneta mogu se očitati iz naziva magneta. Npr. permanentni magnet N42UH (čija je karakteristika prikazana slikom 2.3.) ima energetskeg produkt 42 MGOe i podnosi temperature do 180 °C. Potrebno je uočiti da se na temperaturama 150 °C i 180 °C koljeno normalne krivulje nalazi u drugom kvadrantu. Prema tome, postoji rizik od demagnetizacije permanentnih magneta u slučaju kratkog spoja. Dodatni podaci o N42UH permanentnom magnetu koji će se koristiti za simulacije mogu se pronaći na [10].



Slika 2.3. Intrinsicne i normalne krivulje N42UH magneta [10]

2.3. Armaturni namot

Pri projektiranju armaturnog namota električnog stroja potrebno je definirati željeni valni oblik protjecanja (sinusni ili trapezni), broj faza, kombinaciju broja utora i broja polova, broj slojeva u utoru te hoće li namot biti cjelobrojan ili razlomljen. Osim harmoničkog sastava protjecanja, potrebno je analizirati faktor namota te u slučaju razlomljenog namota broj simetrija.

Često se koristi dvoslojni raspodijeljeni namot koji se raspodjeljuje kroz nekoliko utora kako bi se ostvario željeni valni oblik protjecanja i kojemu se može skratiti korak svitka čime se mogu poništiti određeni harmonici protjecanja. Iako se skraćanjem koraka svitka mogu poništiti određeni harmonici, smanjuje se faktor namota stroja.

2.3.1. Odabir kombinacije broja utora statora i polova rotora

Odabir kombinacije broja utora statora i polova rotora predstavlja jedan od početnih koraka pri projektiranju motora. Ovisno o odabiru broja utora po polu i fazi postoje cjelobrojni namoti i razlomljeni namoti (primjeri razvijenih shema takvih namota prikazani su slikom 2.5.). Iako razlomljeni namot omogućava finiji odabir broja utora po polu i fazi, potrebno je uzeti u obzir mogućnost pojave vibracija i buke zbog neujednačenih sila na zube (slika 2.4.). Općenito, broj utora po polu i fazi računa se kao:

$$q = \frac{Q_s}{2p \cdot m} = \frac{a_q}{b_q}, \quad (2.8)$$

gdje je Q_s broj utora statora, $2p$ broj polova i m broj faza armaturnog namota.

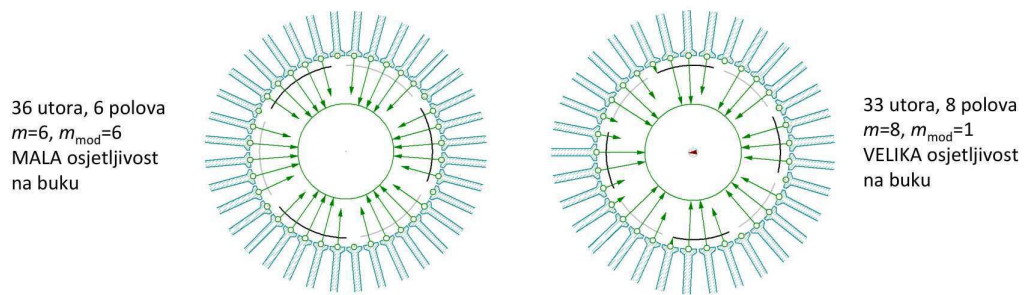
Broj b_q predstavlja broj polova po prapolu, odnosno broj polova nakon kojega se postiže prostorna elektromagnetska periodičnost stroja. Broj a_q predstavlja broj utora po prapolu i fazi. Kod stroja koji ima $2p$ polova i b_q polova po prapolu broj simetrija računa se prema:

$$n_{sim} = \frac{2p}{b_q}. \quad (2.9)$$

Strojevi koji imaju broj simetrija jednak 1 nisu balansirani s obzirom na sile koje djeluju na zube statora [11]. Kod razlomljenog namota mod vibriranja (valni broj) koji je jednak broju polova reducira se na neki manji mod vibriranja (modulirani valni broj) [12], dok se kod strojeva s cjelobrojnim namotom valni broj ne mijenja. Za dominantni mod vala sile koji nastaje od osnovnih harmonika vrijedi jednadžba:

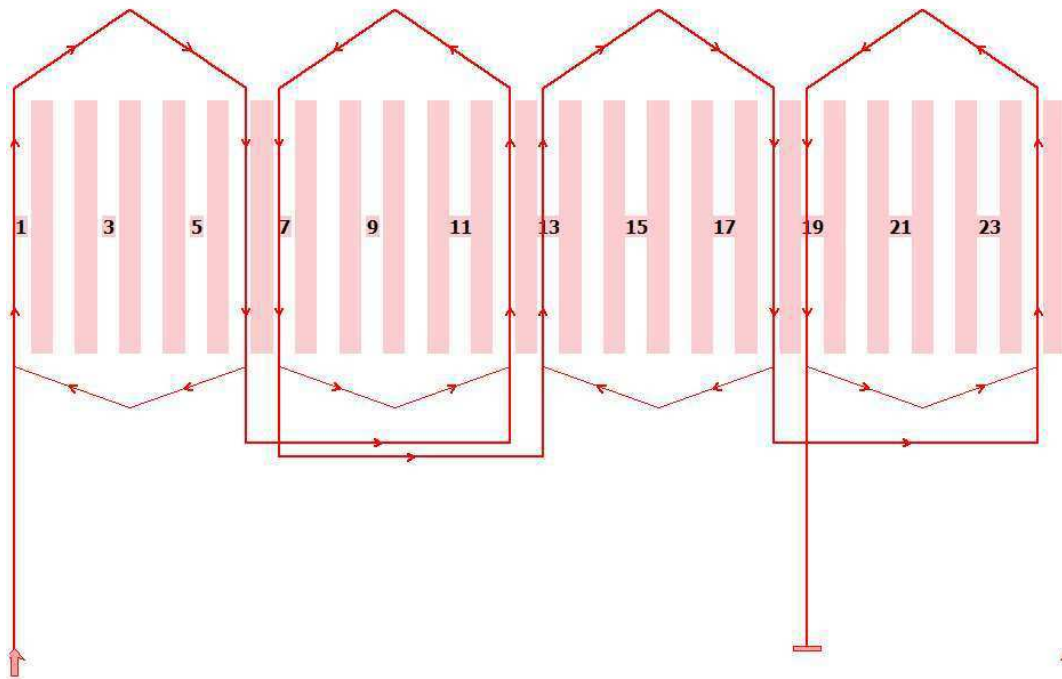
$$m_{mod} = \frac{m}{b_q} = \frac{2p}{b_q}, \quad (2.10)$$

iz koje se može potvrditi prethodno napisano budući da je kod cjelobrojnih namota b_q jednak 1.

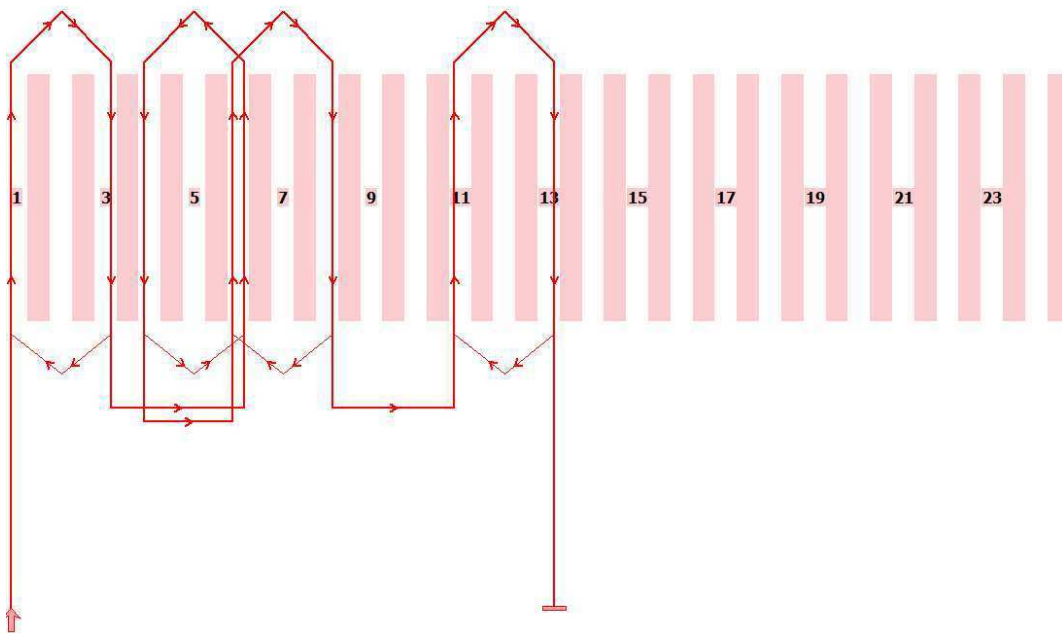


Slika 2.4. Sile na zube za dva tipa namota [12]

S većim brojem polova povećava se gustoća momenta zbog smanjenja dimenzija jarma statora i rotora električnog stroja, no za visoke brzine vrtnje pogodniji su motori s manjim brojem polova budući da frekvencija električkih veličina raste s povećanjem broja pari polova za istu mehaničku brzinu. Također, za visoke brzine vrtnje pogodniji su rotori manjih promjera (pogotovo u slučaju površinskih magneta) kako bi centripetalne sile na rotoru bile što manje. Prema tome, uz male dimenzije statora nije moguće smjestiti odgovarajući broj statorskih utora uz dovoljno debele zube statora.



(a) Cjelobrojni namot



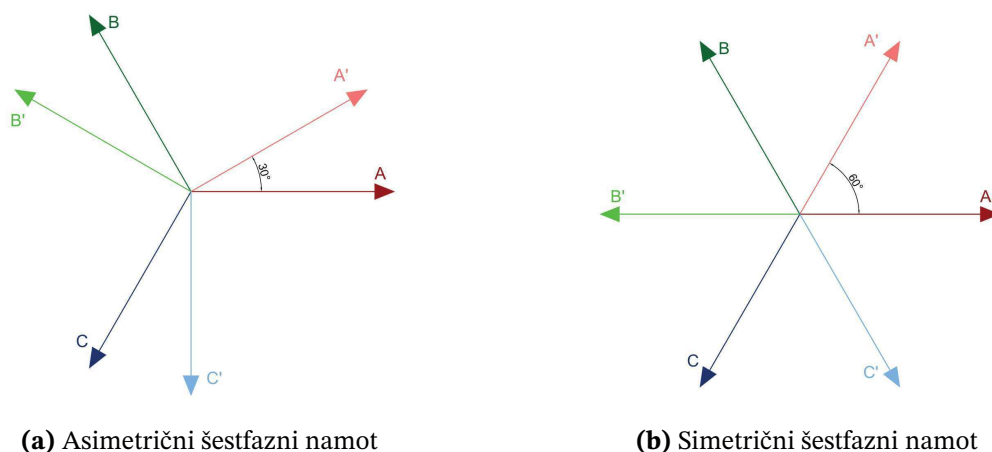
(b) Razlomljeni namot

Slika 2.5. Razvijene sheme jedne paralelne grane prve faze namota

2.3.2. Šestfazni namot

U usporedbi s trofaznim električnim strojevima jednake snage, šestfazni strojevi imaju manju masu (posljedično i veću karakterističnu snagu) i smanjene pulsacije momenta. Također, ako je namot ostvaren iz dvije trofazne grupe, stroj postaje robusniji zbog toga što gubitak jedne trofazne grupe neće dovesti do potpunog gubitka snage.

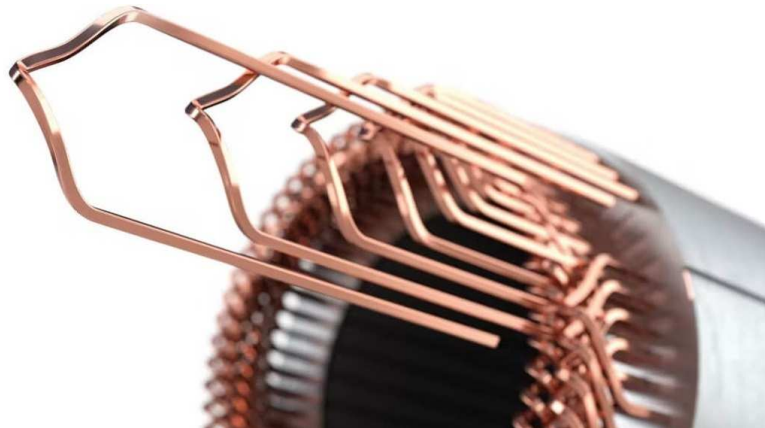
Postoje dvije vrste šestfaznog namota: simetrični i asimetrični namot (slika 2.6.). Kod simetričnog šestfaznog namota osi faza su zamaknute za 60° električnih, dok je asimetrični namot kreiran tako da su dvije trofazne grupe međusobno zamaknute tako da je kut između prve faze prve grupe i prve faze druge grupe 30° električnih što utječe na smanjenje udjela viših harmonika u protjecanju.



Slika 2.6. Usporedba dvije različite vrste šestfaznog namota

2.3.3. Hairpin namot

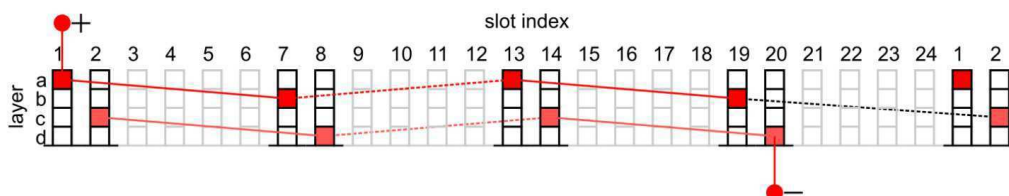
Hairpin namot koristi vodiče koji imaju oblik ukosnice (slika 2.7.) i koji se umeću u utore pravokutnog oblika što omogućava visoki faktor punjenja. Zbog visokog faktora punjenja povećava se gustoća momenta i snage motora te se smanjuju gubici u bakru. Također, hairpin namot omogućava jednostavniju i jeftiniju proizvodnju namota statora te kraće glave namota u odnosu na konvencionalni usipni namot.



Slika 2.7. Izgled vodiča hairpin namota [13]

Dizajn hairpin namota temelji se na pristupu elementarnih namota (engl. *elementary winding approach*) koji definira broj grupa svitaka po fazi. Broj grupa svitaka po fazi jednak je broju utora po paru polova i fazi ($2q$). Potrebno je napomenuti da je broj elementarnih namota ujedno i maksimalni broj paralelnih grana namota.

Na primjer, ako se razmatra stroj s 24 statorskih utora, 4 pola i 4 utorska sloja, uz pretpostavku da je korak svitka jednak polnom koraku, stroj ima 4 elementarna namota. Algoritam dijeli elementarni namot u $\frac{n_1}{2}$ koraka (n_1 predstavlja broj utorskih slojeva). Za ovaj slučaj to iznosi 2 koraka što je prikazano slikom 2.8. iz koje se zaključuje da je potrebno ponoviti postupak još jednom za slojeve b i d.

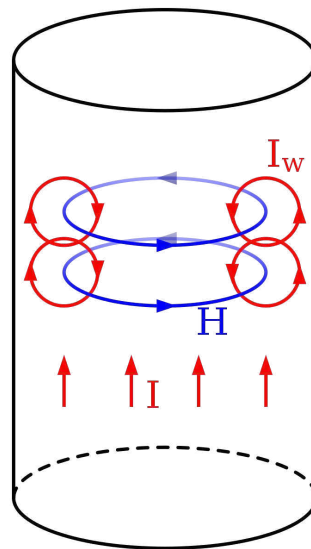


Slika 2.8. Elementarni namoti [14]

2.3.4. AC gubici

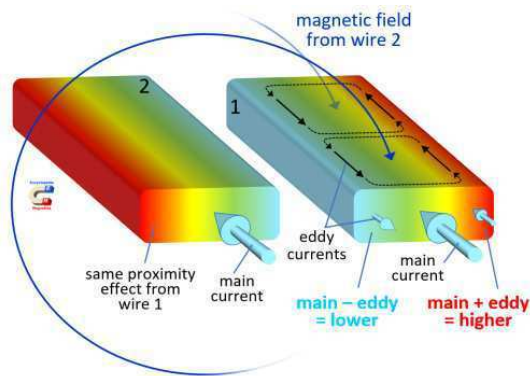
Gubici u namotu statora mogu se podijeliti na istosmjerne i izmjenične gubitke. Istosmjerni se računaju kao umnožak kvadrata struje armature i otpora namota. Izmjenični gubici u namotu nastaju zbog skin efekt (engl. *skin effect*) i blizinskog efekta (engl. *proximity effect*).

Skin efekt dolazi do izražaja zbog induciranih struja unutar vodiča. Posljedično, dolazi do nejednolike raspodjele gustoće struje u vodiči i to tako da je najveća gustoća struje blizu vanjske površine vodiča. Poznato je da unutar i u okolini vodiča protjecanog strujom postoji magnetsko polje koje se s promjenom jakosti, odnosno smjera električne struje mijenja. Te promjene magnetskog polja unutar vodiča stvaraju električno polje zbog kojega poteku struje koje se suprotstavljaju promjeni magnetskog polja. Inducirane struje smanjuju jakost struje u sredini vodiča, a pribrajaju se jakosti struje blizu površine vodiča (slika 2.9.). Efekt je izraženiji s povećanjem frekvencije električnih veličina električnog motora, a može se smanjiti dodavanjem dionih vodiča.

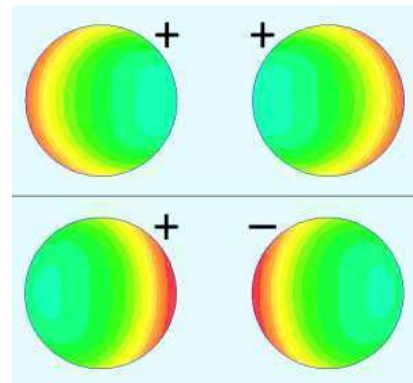


Slika 2.9. Skin efekt [15]

Blizinski efekt temelji se na istom principu kao skin efekt, s razlikom da magnetsko polje uzrokovano protjecanjem električne struje kroz neki drugi vodič inducira vrtložne struje unutar vodiča. Prema tome, na jednoj strani vodiča gustoća struje bit će veća, a na drugoj manja, ovisno o tome koji su smjerovi struja u susjednim vodičima. Prethodno opisano prikazano je slikom 2.10. Kako bi se smanjili gubici zbog blizinskog efekta koristi se metoda transponiranja dionih vodiča pri čemu se na određen način postavljaju dioni vodiči po utoru stroja (slika 2.11.). Na taj se način vršna vrijednost gustoće struje smanjuje i do 26 %. Također, moguće je uvoditi hibridne vodiče koji su kombinacija vodiča koji su podijeljeni na dione i onih koji nisu podijeljeni [16].

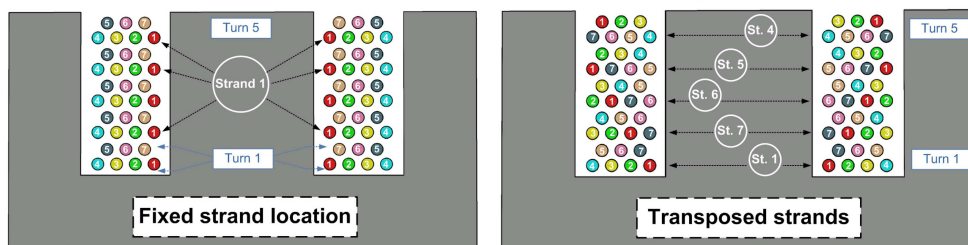


(a) Blizinski efekt dva vodiča



(b) Utjecaj smjerova struja u vodičima

Slika 2.10. Prikaz blizinskog efekta [16]



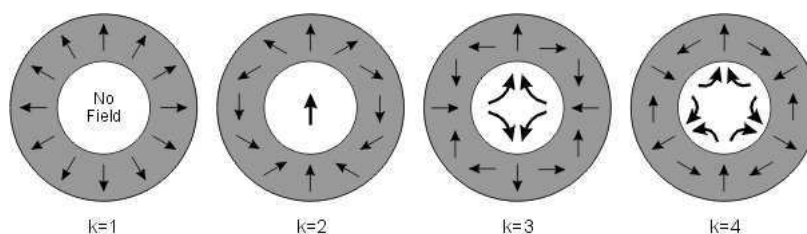
Slika 2.11. Transpozicija vodiča [16]

2.4. Odabir topologije

Općenito, topologije se dijele na topologije s površinskim magnetima (tzv. SPM topologije) i topologije s unutrašnjim magnetima (tzv. IPM topologije). SPM topologije odlikuju se visokom gustoćom momenta i smanjenim pulsacijama momenta, no manje su otporne na demagnetizaciju i rad na visokim brzinama (moguće odljepljivanje magneta). S druge strane IPM topologije su otpornije na demagnetizaciju i povoljnije su za rad na visokim brzinama vrtnje. Međutim, ovakve topologije su često skuplje i optimizacija takvih strojeva je kompliciranija. Za potrebu diplomskog rada korištene su tri topologije rotora: topologija s Halbach poljem magneta, "Embedded Breadloaf" topologija te topologija s unutarnjim magnetima u obliku slova V koje će biti detaljnije opisane u nastavku.

Topologija s Halbach poljem magneta

Halbach polje ostvaruje se posebnom raspodjelom permanentnih magneta po obodu rotora (slika 2.12.) čime se ostvaruje veća magnetska indukcija u zračnom rasporu, a manja magnetska indukcija u jarmu rotora [17].



Slika 2.12. Halbach polje [17]

Iako Halbach topologija ima prednosti, potrebno je razmotriti i mane. Neke od mana su kompleksna proizvodnja rotora i visoka cijena [18].

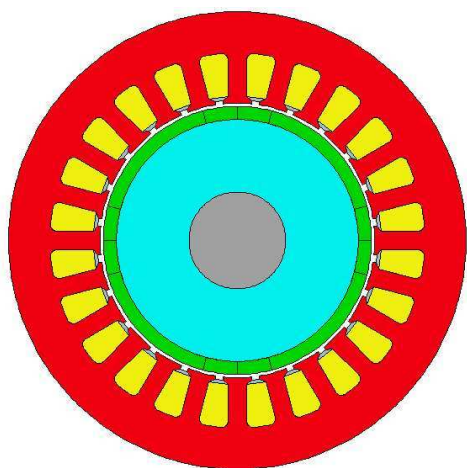
Embedded Breadloaf topologija

Naziv ove topologije dolazi od izgleda magneta koji izgledaju kao štruca kruha. Ova topologija ima unutrašnje permanentne magnete (engl. *embedded*) koji ostvaruju valni oblik magnetske indukcije u zračnom rasporu koji je bliži sinusnom valnom obliku. Posljedično, smanjuju se viši harmonici u valnom obliku napona i momenta.

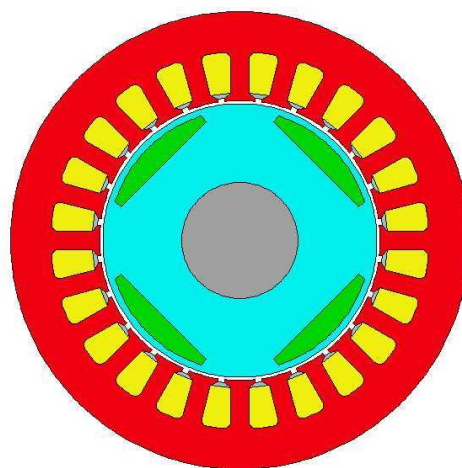
Topologija s unutarnjim magnetima u obliku slova V

Ova topologija u Ansys Motor-CAD programskom alatu poznata je kao "Interior V" topologija. Za potrebu optimizacije korištena su dva sloja, vanjski sloj s magnetima koji su postavljeni pod kutom 180° i unutarnji sloj koji ima magnete u obliku slova V. Na taj se način povećava gustoća momenta stroja i potencijalno smanjuju pulsacije momenta. Prednosti ove topologije su dobra otpornost na demagnetizaciju, visok udio reluktantnog momenta i magneti pravokutnog oblika koji su jeftini.

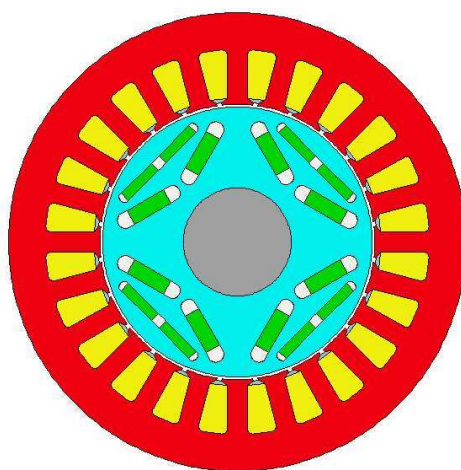
Primjeri radijalnih presjeka prethodno opisanih topologija dani su slikom 2.13.



(a) Topologija rotora s Halbach poljem magneta



(b) Embedded Breadloaf topologija rotora



(c) Interior V topologija rotora

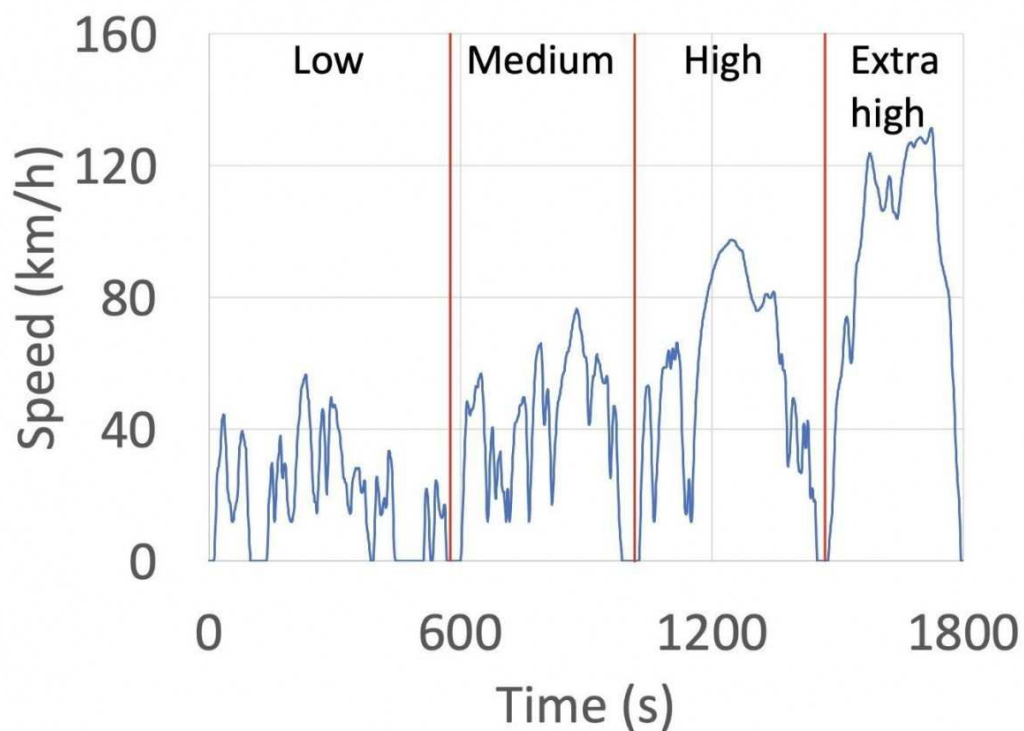
Slika 2.13. Radijalni presjeci razmatranih topologija

2.5. Ciklusi vožnje

Ciklus vožnje predstavlja određeni skup uvjeta i scenarija vožnje koji se koriste za procjenu performansi i učinkovitosti vozila. U vožnji se specificiraju različiti parametri poput brzine, ubrzanja, kočenja i trajanja kako bi se oponašali stvarni uvjeti vožnje. To omogućuje inženjerima i istraživačima procjenu faktora poput potrošnje energije iz baterijskog paketa, dometa i općenitih performansi vozila. U diplomskom radu razmatrana je korisnost električnog motora na WLTP3 (engl. *Worldwide Harmonized Light Vehicle Test Procedure 3*) ciklusu vožnje.

WLTP3 ciklus vožnje predstavlja kombinaciju gradskih i izvangradskih vožnji, uz prosječne brzine i ubrzanja koji simuliraju stvarne uvjete vožnje. Ovaj ciklus uključuje različite faze vožnje kao što su ubrzanje, održavanje konstantne brzine, uspone i spustove. Cilj WLTP3 ciklusa vožnje je pružanje realnije slike potrošnje električne energije (ili goriva) i emisija vozila u usporedbi s prethodnim standardima.

Prethodnik WLTP3 ciklusu bio je NEDC (engl. *New European Driving Cycle*) ciklus vožnje koji je razvijen osamdesetih godina prošlog stoljeća. WLTP3 ciklus predstavlja vjerodostojniji model vožnje vozila kombiniranom vožnjom (od manjih brzina koje predstavljaju gradsku vožnju, do viših brzina koje predstavljaju vožnju brzom cestom, odnosno autocestom) [19, 20].



Slika 2.14. WLTP3 ciklus vožnje [19]

3. Postupak optimizacije u Ansys optiSLang-u

Ansys optiSLang je programski alat kojim se ostvaruje postupak optimizacije određenog simulacijskog procesa. Njegovo radno okruženje može se podijeliti na čvorove i veze između čvorova. Čvorovi sadrže procese koji primaju ulazne varijable i postavljaju izlazne varijable. U programu su ugrađeni alati za analizu osjetljivosti, optimizaciju te provjeru robusnosti nekog procesa u integraciji s Ansys simulacijskim programom. Jedna od mogućnosti Ansys optiSLang-a jest povlačenje čarobnjaka u radnu površinu programa koji služe za jednostavno kreiranje prethodno navedenih dijelova postupka optimizacije.

Za potrebe diplomskog rada korišten je Ansys Motor-CAD kao simulacijski program koji se poziva putem Python skripte iz optiSLang-a. Za analizu osjetljivosti korištena je metoda "*Advanced Latin Hypercube Sampling (ALHS)*" nakon koje slijedi kreiranje metamodela. Optimizator na temelju metamodela generira određen broj dizajnova od kojih se najbolji nalaze na tzv. Pareto fronti. Određeni broj najboljih dizajnova s Pareto fronte se validira pozivanjem Ansys Motor-CAD programa te se izvršava usporedba predikcije metamodela sa stvarnim simulacijskim modelom.

3.1. Integracija s Ansys Motor-CAD programskim alatom

Motor-CAD je programski alat razvijen za potrebe multifizikalnih simulacija električnih strojeva. Omogućava korisniku elektromagnetske, toplinske i mehaničke simulacije različitih topologija električnih strojeva.

Motor-CAD se sastoji od četiri modula (slika 3.1.):

1. **E-Magnetic modul**

U ovom modulu moguće je izvršiti simulacije korištenjem 2D metode konačnih elemenata i analitičkih algoritama za brz izračun elektromagnetskih performansi stroja. Moguće je simulirati valni oblik induciranog napona, pulsacija momenta, demagnetizaciju permanentnih magneta, proizvoljnu radnu točku i sl. Velika prednost Motor-CAD alata je što se sam brine za postavljanje graničnih uvjeta, skaliranje simulacijskih rezultata i kreiranje mreže konačnih elemenata.

2. **Thermal modul**

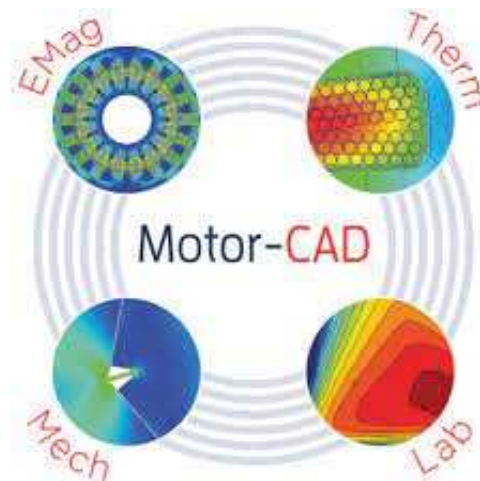
Ovaj modul omogućava korisniku odabir tipa hlađenja stroja. Moguće je odabrati npr. vodeno hlađenje ili zračno hlađenje stroja čije je parametre jednostavno postavljati u sučelju programskog alata. Moguće je upariti ovaj modul s elektromagnetskim modulom kako bi se iterativno odredile temperature stroja za određenu radnu točku. Također, moguće je ovaj modul upariti s Lab modulom za simulacije tranzijenata (npr. WLTP3 ciklus vožnje).

3. **Lab modul**

Prednost ovog modula je brz izračun performansi stroja na određenom rasponu brzina vrtnje što se omogućava izradom modela stroja (temeljen na izračunu zasićenja stroja i gubitaka korištenjem metode konačnih elemenata). Nakon izrađenog modela stroja moguće je prikazati krivulje ovisnosti momenta ili snage o brzini vrtnje te mape korisnosti. Također, moguće je simulirati cikluse vožnje gdje je moguće jednostavno pregledati korisnost stroja na ciklusu te utrošenu energiju.

4. **Mechanical modul**

Mehanički modul računa naprezanja na rotoru na određenoj brzini vrtnje (često 20 % veća od maksimalne brzine vrtnje). Ovim izračunom dobivaju se velika naprezanja na rubovima koji nisu zaobljeni pa je potrebno obratiti pozornost na takve geometrije rotora.



Slika 3.1. Motor-CAD moduli

Integracija Ansys optiSLang i Ansys Motor-CAD programa ostvaruje se povlačenjem "solver" čarobnjaka u radnu površinu nakon čega se odabire programski jezik Python za automatizaciju izračuna korištenjem Ansys Motor-CAD programskog alata.

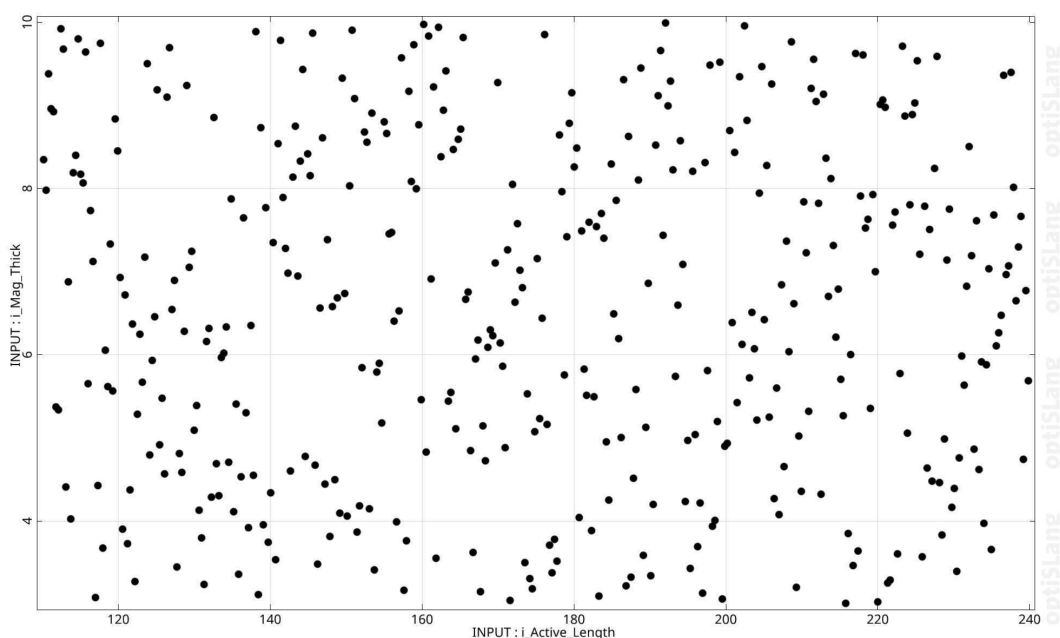
Python skripta poziva Motor-CAD u koji se učitava referentni dizajn. Nakon toga promijenit će parametre stroja koji su odabrani kao ulazne varijable te pokrenuti niz izračuna (anvelopa momenta i snage, korisnost na WLTP ciklusu vožnje i pulsacije momenta). Nakon završetka izračuna sve se izlazne varijable dohvaćaju i pohranjuju tako da budu vidljive u optiSLang-ovom sučelju.

3.2. Analiza osjetljivosti

Prema definiciji, analiza osjetljivosti je analiza kako neizvjesnosti ulaznih parametara modela utječu na neizvjesnosti izlaznih veličina modela [21], tj. varijacija ulaznih varijabli i analiza njihovih utjecaja na izlaze modela. Postupak analize osjetljivosti počinje s dizajnom eksperimenata (DoE) čiji je cilj odrediti kako i koliko svaki parametar utječe na jedan ili više izlaza iz modela.

3.2.1. Dizajn eksperimenata (DoE)

Kako bi se mogla izvršiti globalna analiza osjetljivosti, potrebno je analizirati prostor definiran rasponima ulaznih varijabli. Postoje determinističke i stohastičke metode uzorkovanja od kojih se češće koriste stohastičke metode uzorkovanja. Nasumično se generiraju dizajni čiji su ulazi unutar definiranih raspona. Ako se uzme malen broj dizajna, često postoje praznine unutar prostora definiranog rasponima ulaznih varijabli, međutim veći su problem neželjene korelacije između ulaznih varijabli koje utječu na procijenjene parametre osjetljivosti. Kako bi se izbjegao prethodno opisani problem razvijena je metoda uzorkovanja latinske hiperkocke (engl. *Latin Hypercube Sampling*) koja minimizira korelacije između ulaznih varijabli i osigurava jednoliko uzorkovanje prostora definiranog rasponima ulaznih varijabli. Kao nadogradnja na metodu uzorkovanja latinske hiperkocke, razvijena je metoda uzorkovanja napredne latinske hiperkocke (engl. *Advanced Latin Hypercube*), često označavana kraticom ALHS, koja je preporučena za potrebe ovog rada. Primjer uzorkovanja prostora definiranog s dvije varijable korištenjem ALHS metode prikazan je slikom 3.2.



Slika 3.2. Primjer ALH uzorkovanja

3.2.2. Indeksi osjetljivosti

Uz pretpostavku modela sa skalarnim izlazom Y koji je funkcija k nasumičnih ulaznih parametara X_i

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_k), \quad (3.1)$$

indeks osjetljivosti prvog reda računa se prema

$$S_i = \frac{V(Y|X_i)}{V(Y)}, \quad (3.2)$$

gdje $V(Y)$ predstavlja varijancu izlaza modela, a $V(Y|X_i)$ predstavlja varijancu izlaza Y uzrokovanu promjenom ulaza X_i . Ova mjera opisuje utjecaj jednog ulaza, prema tome uvodi se mjera

$$S_{Ti} = 1 - \frac{V(Y|X_{\sim i})}{V(Y)}, \quad (3.3)$$

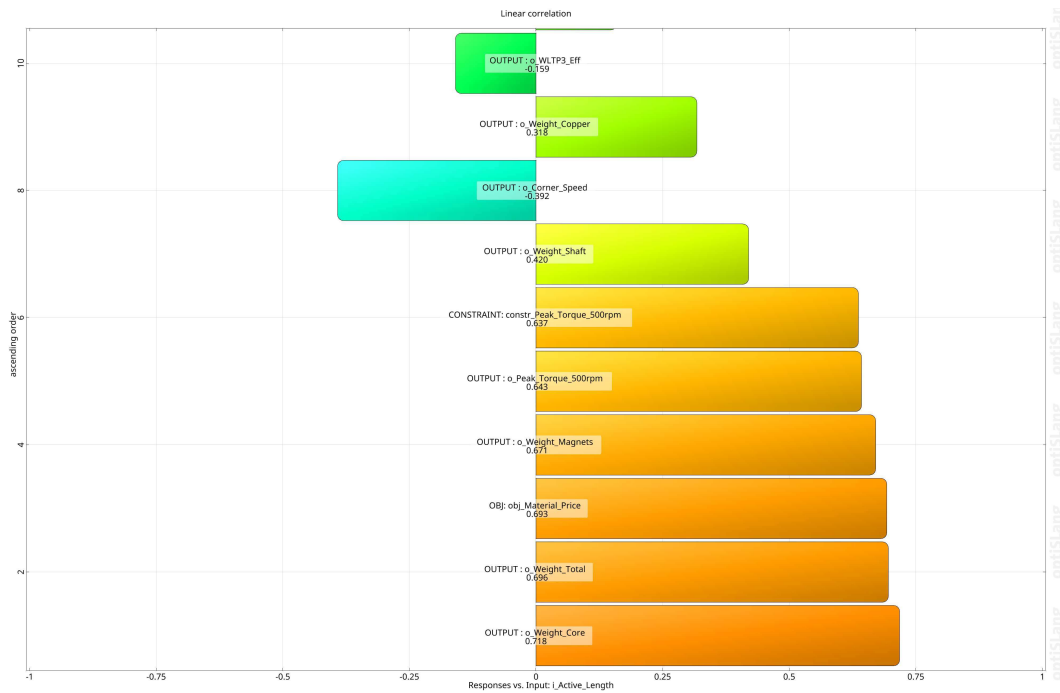
gdje $V(Y|X_{\sim i})$ predstavlja varijancu izlaza Y uzrokovanu od svih ulaza osim X_i . Prema tome, S_{Ti} opisuje ukupni utjecaj ulaza X_i .

3.2.3. Koeficijent korelacije (CoC)

Koeficijent korelacije je veličina koja prikazuje odnos između dvije varijable, tj. prikazuje koliko su dvije varijable međusobno ovisne (primjer koeficijenta korelacije prikazan je slikom 3.3.). Koeficijent korelacije računa se kao

$$\rho(X, Y) = \frac{COV(X, Y)}{\sigma_X \sigma_Y}, \quad (3.4)$$

gdje je COV kovarijanca, a σ standardna devijacija. Ako obje varijable imaju snažnu pozitivnu korelaciju, koeficijent korelacije je blizak 1. Za snažnu negativnu korelaciju taj je koeficijent blizak -1. Prema tome, ako je koeficijent korelacije pozitivan, uz porast vrijednosti jedne varijable raste i vrijednost druge varijable. Ako je pak koeficijent korelacije negativan, porastom vrijednosti jedne varijable pada vrijednost druge varijable. Glavni nedostatak koeficijenta korelacije je taj što pretpostavlja samo linearnu ovisnost dviju varijabli.



Slika 3.3. Primjer koeficijenta korelacije

3.3. Metamodeliranje

Metamodeliranje je tehnika koja se koristi u analizi podataka i modeliranju kako bi se izgradio aproksimativni model (metamodel) koji opisuje ponašanje složenih sustava ili procesa. Umjesto izravnog modeliranja sustava, metamodeliranje je fokusirano na izradi modela koji opisuje odnos između ulaznih i izlaznih varijabli sustava. Glavni cilj metamodeliranja je omogućiti brzu i efikasnu predikciju ponašanja sustava ili procesa u situacijama kada je izravno modeliranje neprikladno zbog složenosti sustava, nedostatka podataka ili vremenskih ograničenja.

3.3.1. Aproksimacija metodom pomičnih najmanjih kvadrata

Aproksimacija metodom pomičnih najmanjih kvadrata (engl. *Moving Least Squares*) može se shvatiti kao proširenje polinomijalne regresije. Osnovna funkcija može sadržavati svaki tip funkcije, ali se uglavnom koriste samo linearni i kvadratni članovi [22]. Aproksimacijska funkcija definira se kao

$$\hat{y}(\mathbf{x}) = \mathbf{p}^T(\mathbf{x})\mathbf{a}(\mathbf{x}), \quad (3.5)$$

s promjenjivim (pomičnim) koeficijentima $\mathbf{a}(\mathbf{x})$ za razliku od globalnih koeficijenata polinomijalne regresije. Broj potpornih točaka m premašuje broj koeficijenata n , što rezultira prekomjerno definiranim sustavom jednažbi. Ovakav tip optimizacijskog problema rješava se korištenjem pristupa najmanjih kvadrata

$$\mathbf{P}\hat{\mathbf{y}}(\mathbf{x}) = \mathbf{P}\mathbf{p}^T \mathbf{a}(\mathbf{x}). \quad (3.6)$$

Kako bi se dobio lokalni regresijski model uvode se težinske funkcije $w = w(s)$ koje su ovisne o udaljenosti s koja predstavlja standardiziranu udaljenost između interpolirane točke i potporne točke te D koji predstavlja radijus utjecaja

$$s_i = \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\|}{D}. \quad (3.7)$$

Kao funkcija $w(s)$ može se koristiti bilo koja funkcija koja ima maksimum u $s = 0$ i iščezava izvan domene utjecaja definirane sa $s = 1$. Najčešće se koristi funkcija

$$w_{exp}(d) = \exp\left(-\frac{s^2}{\alpha^2}\right), \quad (3.8)$$

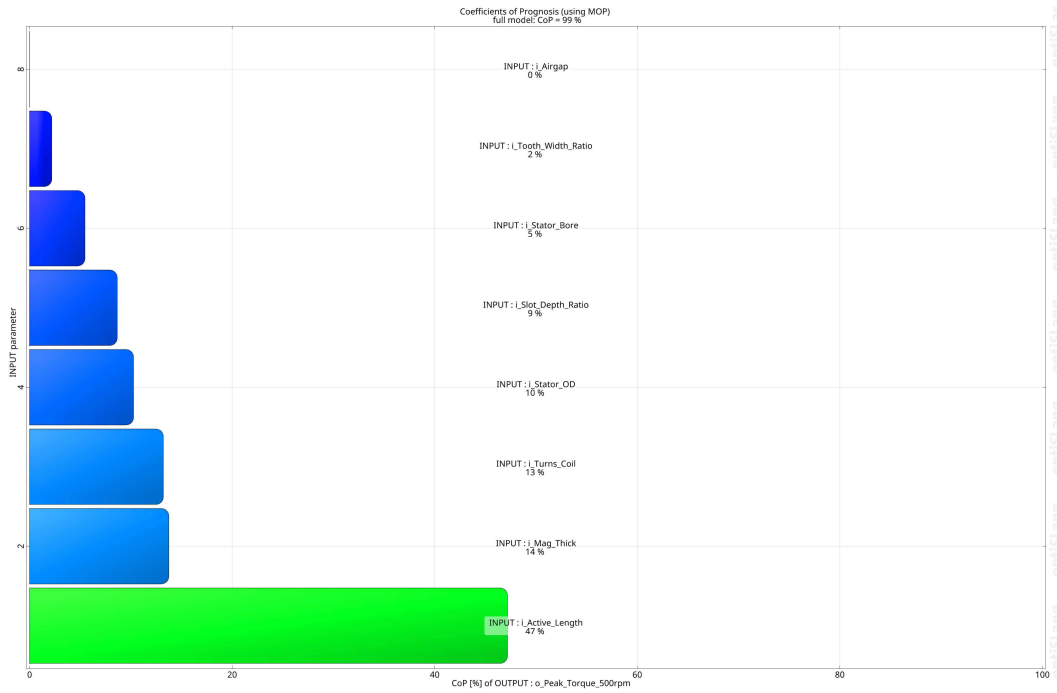
gdje d predstavlja $\|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\|$. Odabir parametra D izravno utječe na grešku aproksimacije. Prednost ove aproksimacije u odnosu na ostale tehnike jest brzina izvođenja.

3.3.2. Koeficijent prognoze (CoP)

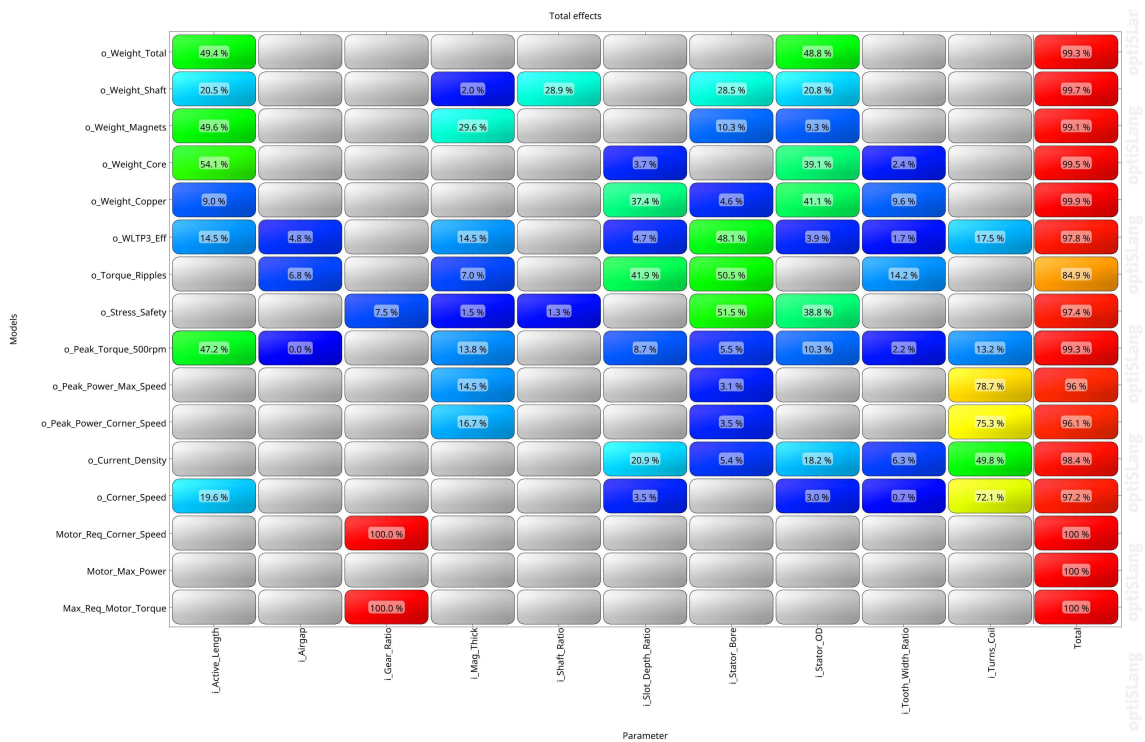
Koeficijent prognoze je statistička mjera koja se koristi u procjeni točnosti ili pouzdanosti modela. Ovaj koeficijent pomaže u ocjeni koliko dobro prediktivni model odgovara stvarnom modelu. Koeficijent prognoze definira se kao

$$CoP = 1 - \frac{SS_E^{predikcija}}{SS_T}, \quad (3.9)$$

gdje je $SS_E^{predikcija}$ suma kvadrata grešaka i SS_T ekvivalent varijance nekog izlaza modela. Greške predikcije estimiraju se s pomoću križne validacije (engl. *cross-validation*) [23]. Primjer koeficijenta prognoze prikazan je slikom 3.4., a matrica koeficijenata prognoze slikom 3.5.



Slika 3.4. Primjer koeficijenta prognoze



Slika 3.5. Primjer matrice koeficijenta prognoze

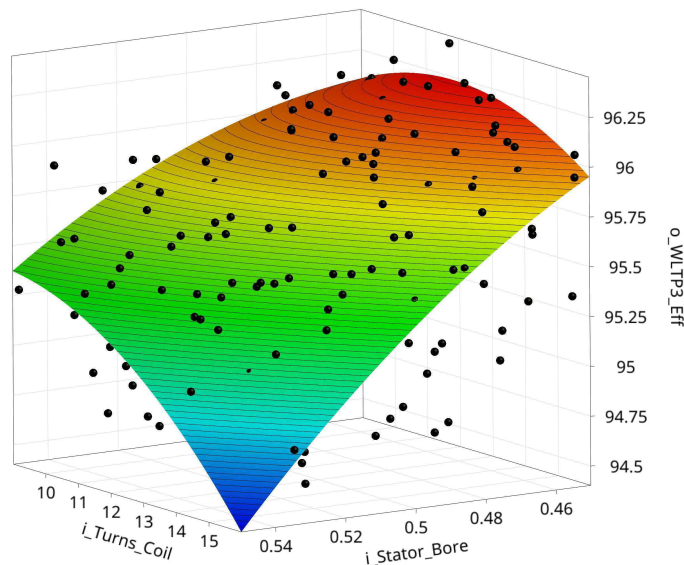
3.3.3. Metamodel optimalne prognoze (MoP)

Metamodel optimalne prognoze temelji se na traženju optimalnog skupa ulaznih varijabli koji najbolje opisuje aproksimacijski model. Nakon što se kreiraju metamodeli računaju se koeficijenti prognoze. Konfiguracija s najvećim koeficijentom prognoze odabrana je kao metamodel optimalne prognoze. Kako bi se izbjegao problem velikih dimenzija (zbog mnogo ulaznih varijabli), metamodel optimalne prognoze filtrira varijable prema važnosti. Konačno, koeficijent prognoze varijable X_i računa se kao

$$CoP(X_i) = CoP \cdot S_T^{MOP}(X_i), \quad (3.10)$$

$$S_T^{MOP}(X_i) = 1 - \frac{V^{MOP}(Y | X_i)}{V^{MOP}(Y)}. \quad (3.11)$$

Procjena važnosti svake varijable omogućuje MoP-u da kvantificira svoje mjerne vrijednosti kvalitete temeljene na varijancama koje imaju visoki značaj za određene izlazne vrijednosti. Kako bi omogućio jednostavnu provjeru modela, uvedena je matrica CoP, koja sadrži informacije o značaju između određenih ulaza i izlaza. Kreiran na ovaj način, MoP koristi prednosti optimalnog skupa ulaznih varijabli i najprikladnijeg aproksimacijskog modela. Primjer metamodela optimalne prognoze izlazne varijable u ovisnosti o dvije ulazne varijable prikazan je donjom slikom.



Slika 3.6. Primjer metamodela optimalne prognoze

3.4. Višeciljna optimizacija temeljena na metamodelima

Većina optimizacijskih problema sadrži više od jednog cilja i mnogo ulaznih varijabli. Prema tome, može se zapisati opća definicija za višeciljni optimizacijski problem:

pronaći vektor varijabli

$$\vec{x} = [x_1, x_2, \dots, x_D], \quad \vec{x} \in \mathbb{R}^D$$

pri čemu je

$$x_i^{(D)} \leq x_i \leq x_i^{(G)}, \quad i = 1, \dots, D$$

koji mora zadovoljiti m funkcija ograničenja nejednakosti

$$g_j(\vec{x}) \leq 0, \quad j = 1, \dots, m$$

i n funkcija ograničenja jednakosti

$$h_j(\vec{x}) = 0, \quad j = 1, \dots, n$$

te minimizirati funkcije

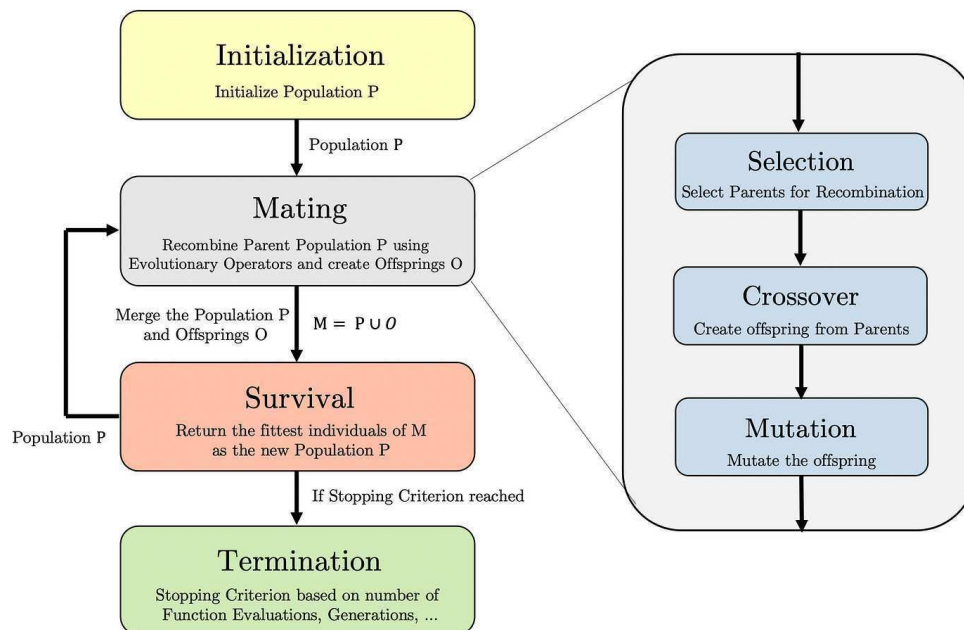
$$f_k(\vec{x}), \quad k = 1, \dots, o$$

Sva rješenja koja zadovoljavaju postavljena ograničenja formiraju D -dimenzionalni prostor izvedivih (engl. *feasible*) rješenja. Svako rješenje \vec{x} koje se dodjeljuje vektoru \vec{f} definira jednu točku o -dimenzionalnog prostora ciljeva. Ovo je glavna razlika u odnosu na jednociljnu optimizaciju gdje postoji samo jedan cilj, odnosno jedna funkcija f koju je potrebno minimizirati.

Postoji više metoda na kojima se temelji optimizacija. Jedna od metoda je gradijentna metoda koja računa derivacije te na temelju toga zaključuje gdje se nalazi minimum ili maksimum.

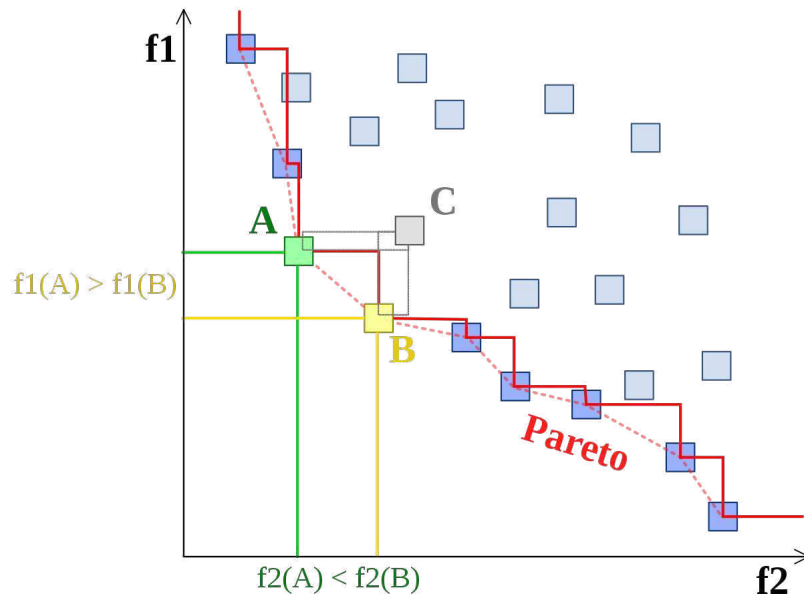
Drugi pristup temeljen je na korištenju tzv. "response surface" metoda u kojoj su odzivi iz analize osjetljivosti prikazani polinomskim funkcijama koje najbolje opisuju skup izlaza. Umjesto polinomskih funkcija mogu se koristiti metamodeli optimalne prognoze koji daju dovoljno dobru estimaciju globalnog maksimuma.

Posljednji pristup temelji se na populacijskim metodama koje oponašaju biološku evoluciju. Svaki algoritam započinje početnom populacijom, nad kojom se provode mutacija i križanje između dizajnova. Uspoređuju se dizajni iz modificirane i prethodne populacije te se odbacuju oni koji su lošiji. Ovaj se postupak ponavlja dok najbolji dizajni ne konvergiraju ka optimalnim dizajnima (slika 3.7.).



Slika 3.7. Dijagram toka evolucijskog algoritma [24]

Po završetku višeciljne optimizacije kreiraju se Pareto fronte, tj. skupovi nedominiranih rješenja. Svi dizajni koji se nalaze na toj granici zadovoljavaju uvjet da ne postoji ni jedan drugi dizajn u ravnini koji ima manju vrijednost obje ciljne funkcije, već je nužan kompromis. U konačnici korisnik mora odabrati dizajn koji će se smatrati optimalnim budući da postoji više optimalnih rješenja [12]. Prema slici 3.8. vidljivo je da se točke A i B nalaze na Pareto fronti pa predstavljaju optimalne dizajne. Točka C nije na Pareto fronti budući da točka B ima manje vrijednosti obje ciljne funkcije.



Slika 3.8. Primjer Pareto fronte [25]

3.5. Validacija

Nakon kreiranja Pareto fronti potrebno je usporediti izlaze iz modela generiranog korištenjem metamodela i izlaze iz modela simuliranog u Ansys Motor-CAD programskom alatu. Određen broj dizajna s Pareto fronte validira se na način jednak kao u analizi osjetljivosti (Python skripta poziva Motor-CAD, obavlja potrebne izračune te prikuplja izlaze iz simulacijskog modela). Po završetku procesa validacije obavlja se usporedba u Ansys optiSLang-u gdje je moguće pregledati razne grafove koji bi korisnika mogli zanimati.

4. Postavke i rezultati elektromagnetskih optimizacija

Općenito, model optimizacije temeljene na metamodelima izgleda kao na slici 4.1. Sastoji se od analize osjetljivosti, metamodela optimalne prognoze, optimizatora temeljenog na evolucijskom algoritmu i validacije korištenjem Ansys Motor-CAD programskog alata. Razlika u izgledu modela odabranih topologija nema, razlikuju se jedino po postavkama raspona optimizacijskih varijabli i broju modela za uzorkovanje prostora definiranog ulaznim varijablama.

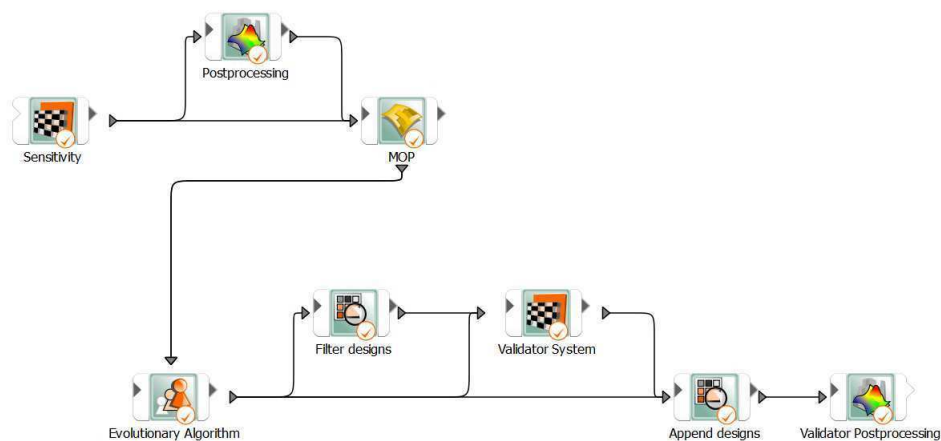
Tablica 4.1. Definirani ciljevi i ograničenja

Gustoća struje	$\leq 35 \text{ A/mm}^2$
Zračni raspor	$\geq 1.5 \text{ mm}$
PC ¹	≥ 3
Pulsacije momenta	$\leq 10 \%$
Vršna snaga @ n_c ²	$\geq P_m$
Vršna snaga @ n_{max}	$\geq P_m$
Vršni moment @ 500 o/min	$\geq M_m$
Sigurnosni faktor naprezanja ³	≥ 1.5
Cijena aktivnog materijala	MIN
Korisnost na WLTP3 ciklusu	MAX

¹Aproksimiran kao omjer visine magneta i duljine zračnog raspora

²Brzina pri kojoj se prelazi iz režima konstantnog momenta u režim konstantne snage

³Omjer dozvoljenog naprezanja materijala i simuliranog naprezanja rotorskog materijala



Slika 4.1. Model optimizacijskog problema

Ciljevi i ograničenja optimizacije jednaki su za svaku topologiju te su prikazani tablicom 4.1. Cijena aktivnog dijela pojedinog optimizacijskog dizajna računa se kao zbroj umnožaka mase željeza, bakra, magneta te čelika i odgovarajućih cijena po jedinici mase. Cijena željeza i čelika pretpostavljena je na vrijednost 2 €/kg, cijena bakra na 10 €/kg i cijena magneta na 100 €/kg. U potpoglavlju gdje se odabire optimalna topologija bit će diskutirani iznosi korisnosti motora, mase motora i cijene aktivnog dijela.

4.1. Topologija s Halbach poljem magneta

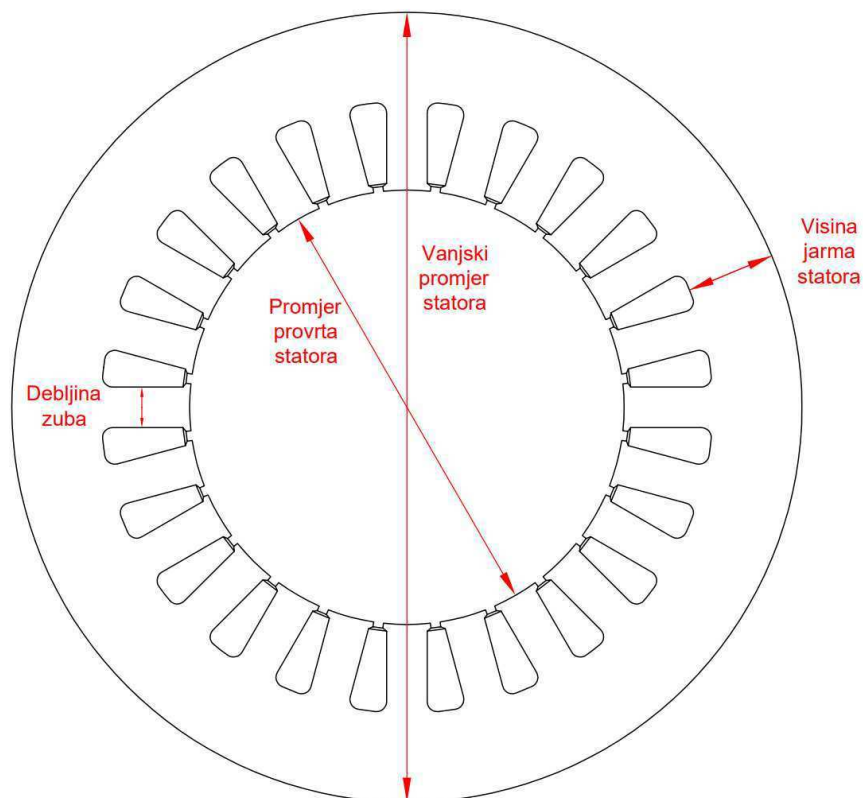
4.1.1. Postavke

Rasponi ulaznih varijabli definiranih u analizi osjetljivosti (koji se prenose dalje kroz lanac modela optimizacije) ove topologije dani su tablicom 4.2. Kao kompromis između relativno brzog izvođenja optimizacije i visokih koeficijenata prognoze odabrano je 400 dizajnova za uzorkovanje prostora definiranog ulaznim varijablama koristeći ALHS metodu.

Omjer vratila predstavlja omjer promjera vratila i vanjskog promjera laminacija rotora (bez debljine magneta), omjer dubine utora predstavlja omjer dubine utora i visine jarma statora, omjer provrta predstavlja omjer promjera provrta statora i vanjskog promjera statora i omjer debljine zuba predstavlja omjer debljine zuba i duljine utorskog koraka.

Tablica 4.2. Rasponi ulaznih varijabli topologije s Halbach poljem magneta

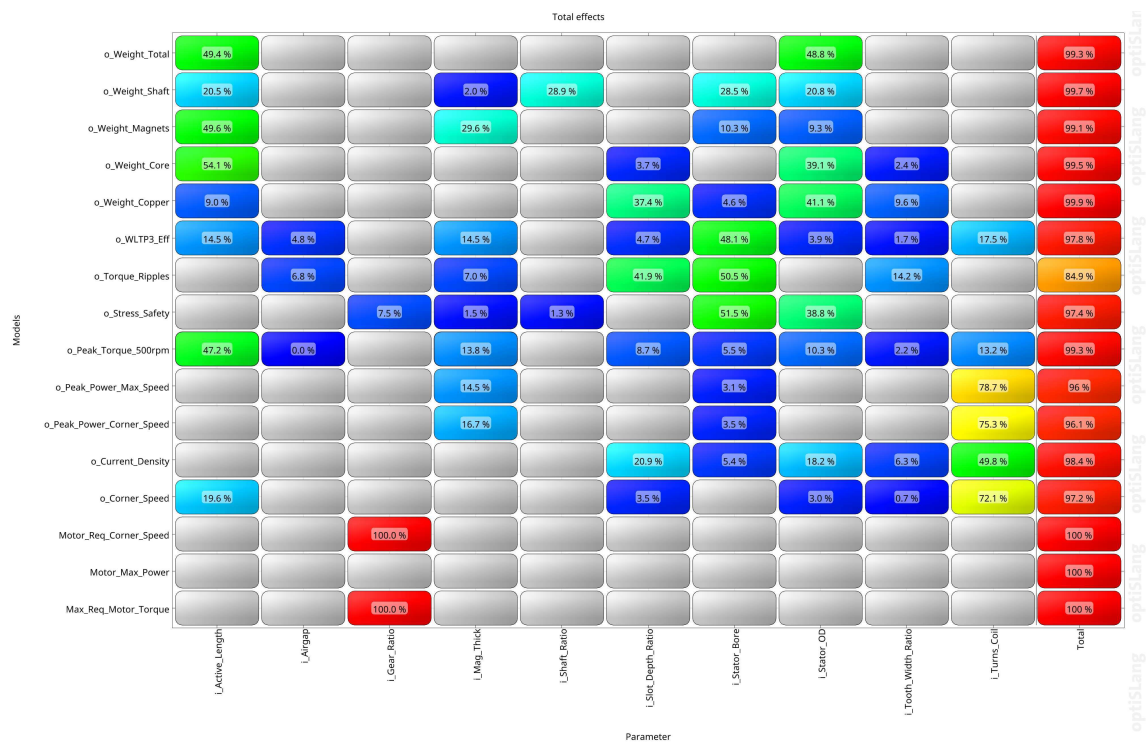
Aktivna duljina	110-240 mm
Zračni raspor	0.8-2 mm
Debljina magneta	3-10 mm
Vanjski promjer statora	120-200 mm
Prijenosni omjer reduktora	8-16
Broj zavoja	4-16
Omjer vratila	0.4-0.65
Omjer dubine utora	0.45-0.8
Omjer provrta	0.45-0.75
Omjer debljine zuba	0.5-0.75



Slika 4.2. Dimenzije statora

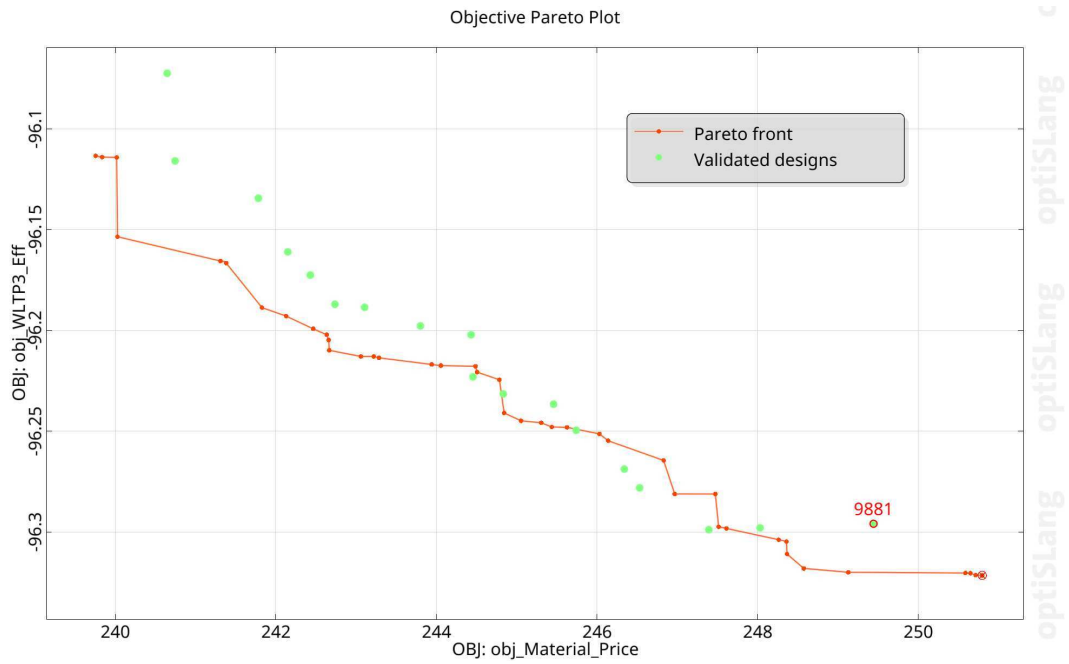
4.1.2. Rezultati

Slikom 4.3. prikazana je matrica koeficijenata prognoze prema kojoj se zaključuje je li predikcijski model dovoljno točan. Zaključuje se da pulsacije momenta neće biti točne, no prema rezultatima simulacija analize osjetljivosti pulsacije momenta nisu velike za ovu topologiju. Prema tome, pulsacije momenta neće biti razmatrane kao cilj optimizacije za ovu topologiju. Ostali izlazi su vrlo dobro opisani metamodelima što se zaključuje iz vrijednosti koje su iznad 96 %.

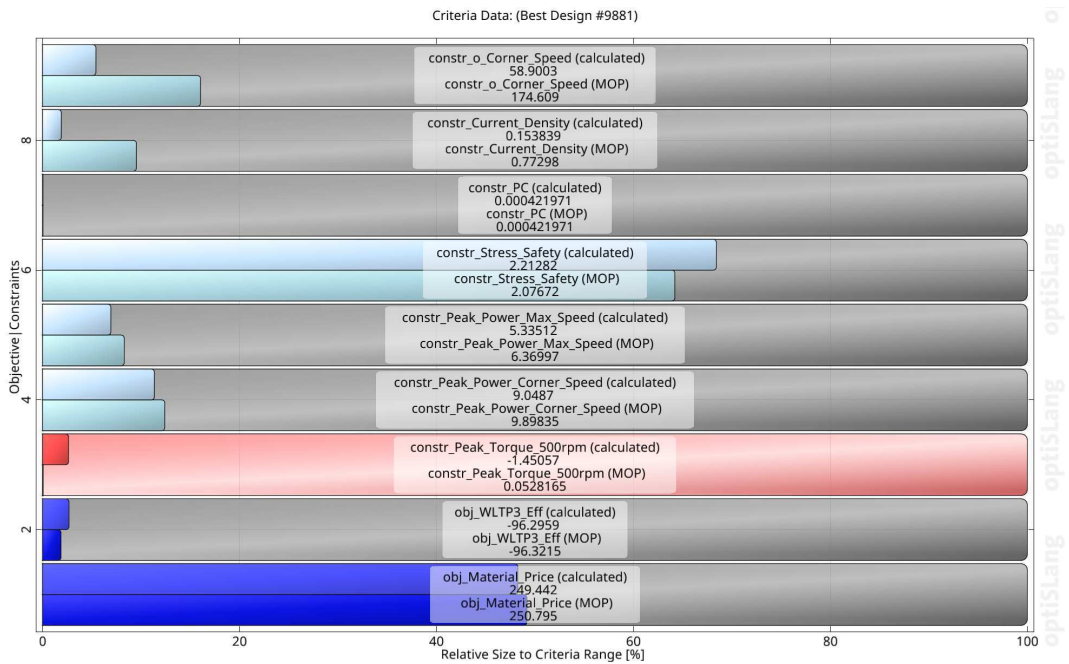


Slika 4.3. Matrica koeficijenata prognoze topologije s Halbach poljem magneta

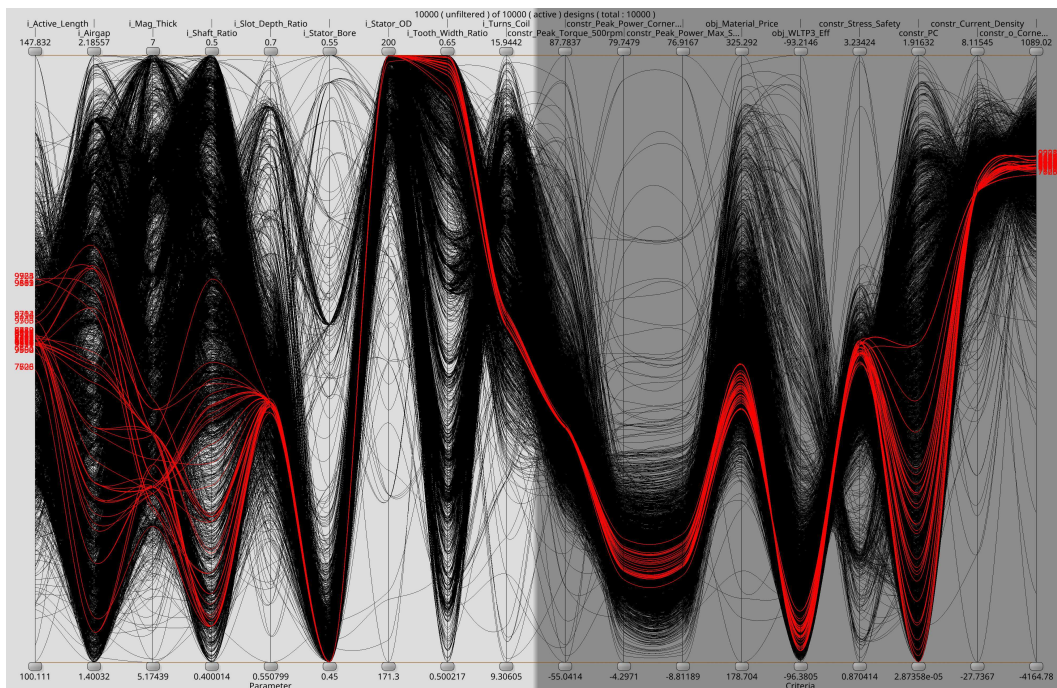
Nakon uspješno i kvalitetno kreiranih metamodela izvršava se postupak optimizacije temeljene na evolucijskom algoritmu. Generirano je 10000 dizajnova od kojih se 20 najboljih validira korištenjem Ansys Motor-CAD programskog alata. Pareto fronta s validiranim dizajnovima prikazana je slikom 4.4., a rezerve postavljenih zahtjeva slikom 4.5. Vidljivo je da je moment validiranog dizajna manji za otprilike 1.5 Nm što se može jednostavno korigirati produljenjem stroja za određeni iznos. Slikom 4.6. prikazan je graf paralelnih koordinata (engl. *parallel coordinates plot*) koji prikazuje raspone ulaznih varijabli te ciljeva i ograničenja optimizacijskog problema. Jedna linija predstavlja jedan dizajn generiran optimizatorom. Crnom bojom prikazani su svi dizajni, a crvenom su označeni validirani dizajni s Pareto fronte.



Slika 4.4. Pareto fronta s validiranim dizajnovima topologije s Halbach poljem magneta



Slika 4.5. Rezerve postavljenih uvjeta topologije s Halbach poljem magneta

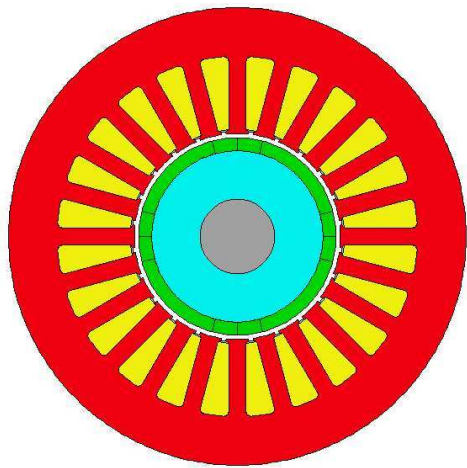


Slika 4.6. Graf paralelnih koordinata topologije s Halbach poljem magneta

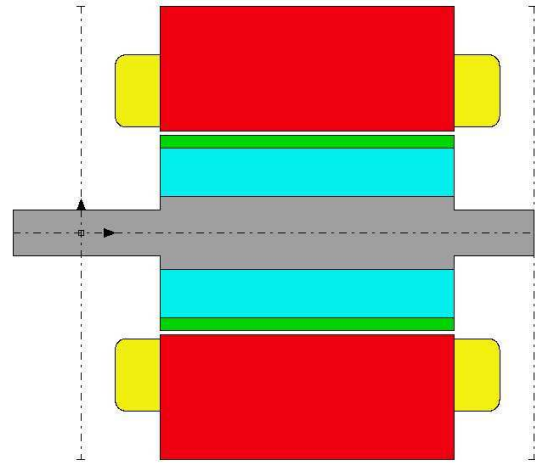
Dobiven je optimalni dizajn prikazan slikom 4.7. čija je geometrija definirana parametrima iz tablice 4.3. Slikom 4.8. prikazane su karakteristike momenta i snage u ovisnosti o brzini vrtnje motora, a slikom 4.9. odgovarajuća mapa korisnosti.

Tablica 4.3. Parametri optimalnog dizajna topologije s Halbach poljem magneta

Aktivna duljina	130 mm
Zračni raspor	1.9 mm
Debljina magneta	5.7 mm
Vanjski promjer statora	200 mm
Prijenosni omjer reduktora	16
Broj zavoja	13
Omjer vratila	0.44
Omjer dubine utora	0.61
Omjer provrta	0.45
Omjer debljine zuba	0.64

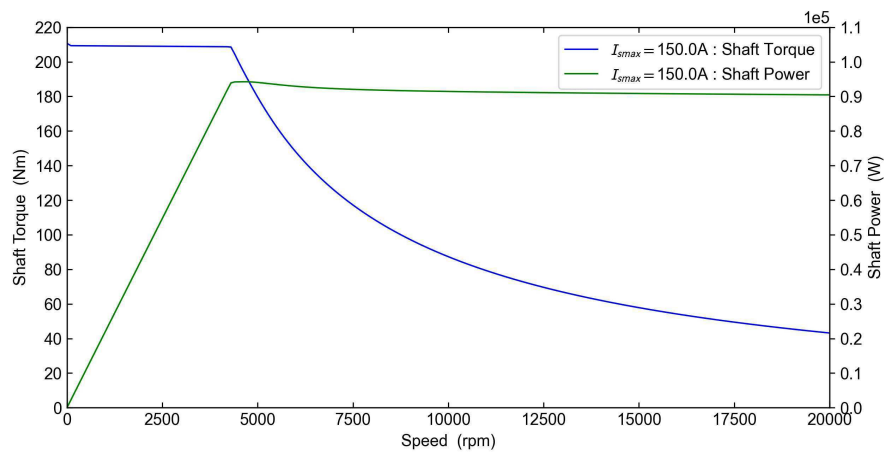


(a) Radijalni prikaz

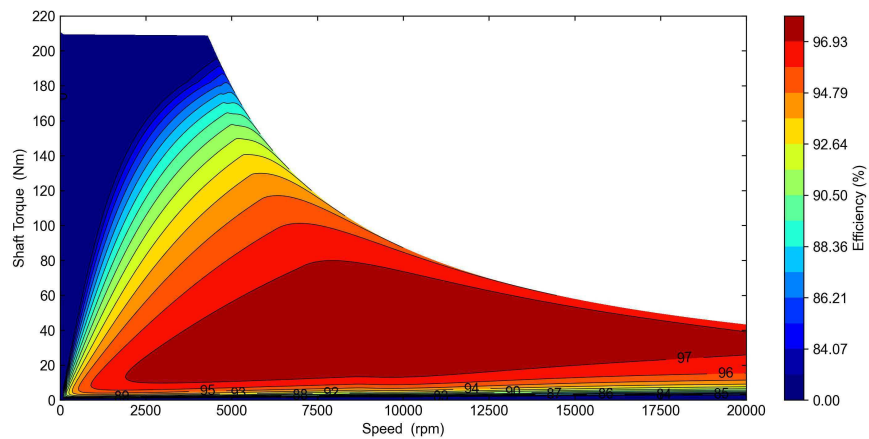


(b) Aksijalni prikaz

Slika 4.7. Prikaz optimalnog dizajna topologije s Halbach poljem magneta



Slika 4.8. Karakteristike momenta i snage optimalnog dizajna Halbach topologije



Slika 4.9. Mapa korisnosti optimalnog dizajna topologije s Halbach poljem magneta

4.2. Embedded Breadloaf topologija

4.2.1. Postavke

Rasponi ulaznih varijabli definiranih u analizi osjetljivosti ove topologije dani su tablicom 4.4. U ovom slučaju odabrano je 500 dizajnova za uzorkovanje budući da ova topologija ima dva parametra više u odnosu na prethodnu.

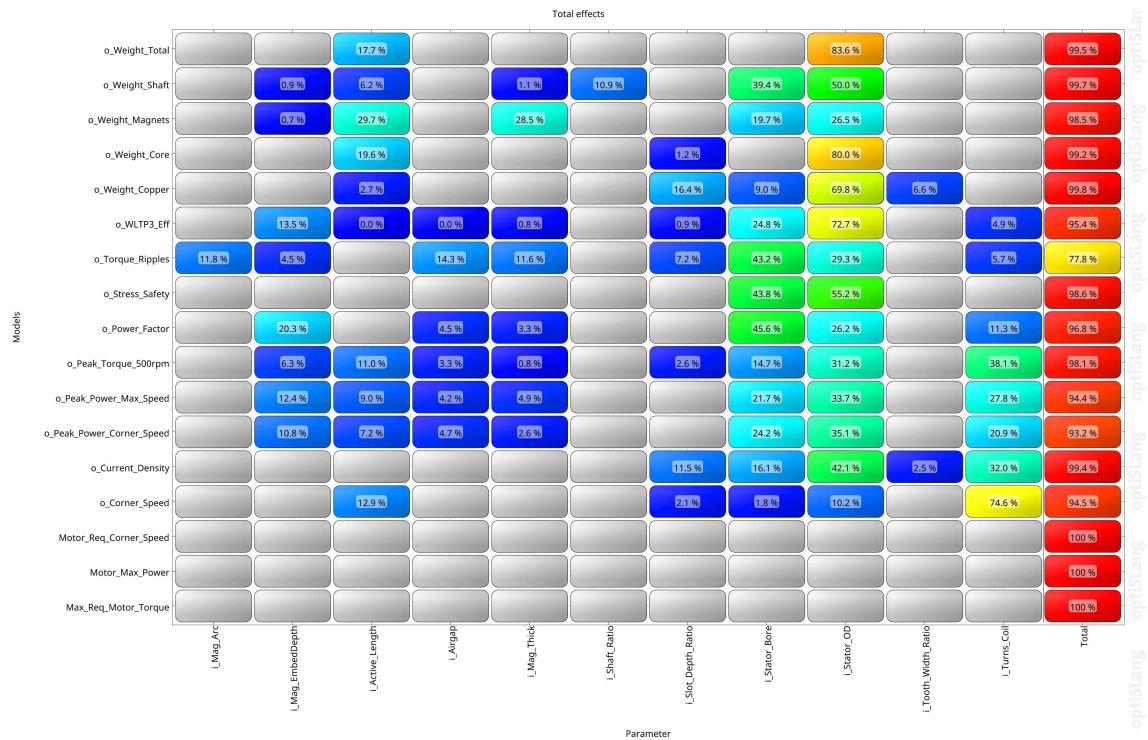
Dubina magneta predstavlja debljinu lima rotora između zaobljenog dijela magneta i vanjskog promjera rotora. Omjer luka magneta predstavlja kut kojega magnet zauzima na polu u odnosu na maksimalni dozvoljeni kut.

Tablica 4.4. Rasponi ulaznih varijabli Embedded Breadloaf topologije

Aktivna duljina	110-180 mm
Zračni raspor	0.8-2.5 mm
Debljina magneta	9-13 mm
Vanjski promjer statora	120-200 mm
Dubina magneta	2-6 mm
Prijenosni omjer reduktora	8-16
Broj zavoja	5-14
Omjer vratila	0.4-0.55
Omjer dubine utora	0.45-0.65
Omjer provrta	0.45-0.7
Omjer debljine zuba	0.5-0.7
Omjer luka magneta	0.75-0.9

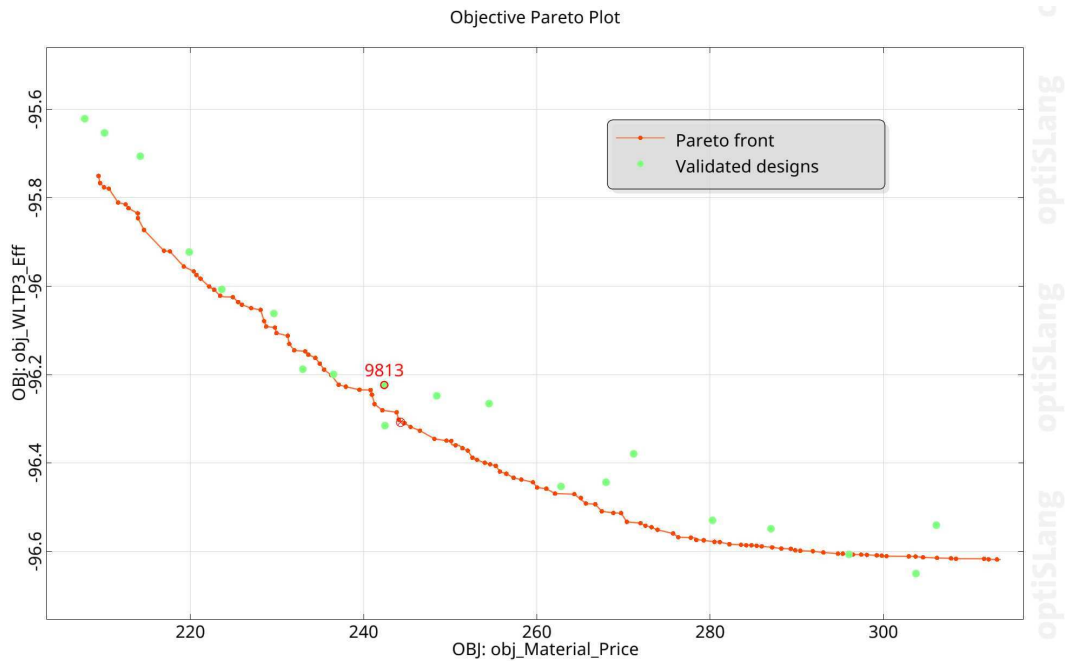
4.2.2. Rezultati

Slikom 4.10. prikazana je matrica koeficijenata prognoze Embedded Breadloaf topologije. Zaključuje se da pulsacije momenta neće biti točne, no za razliku od prethodne topologije, ovdje pulsacije momenta mogu biti veće. Prema tome, očekuju se nedovoljno točna predikcija pulsacija momenta što znači da će u slučaju velikih pulsacija biti potrebno iskositi rotor za smanjenje pulsacijskog momenta.

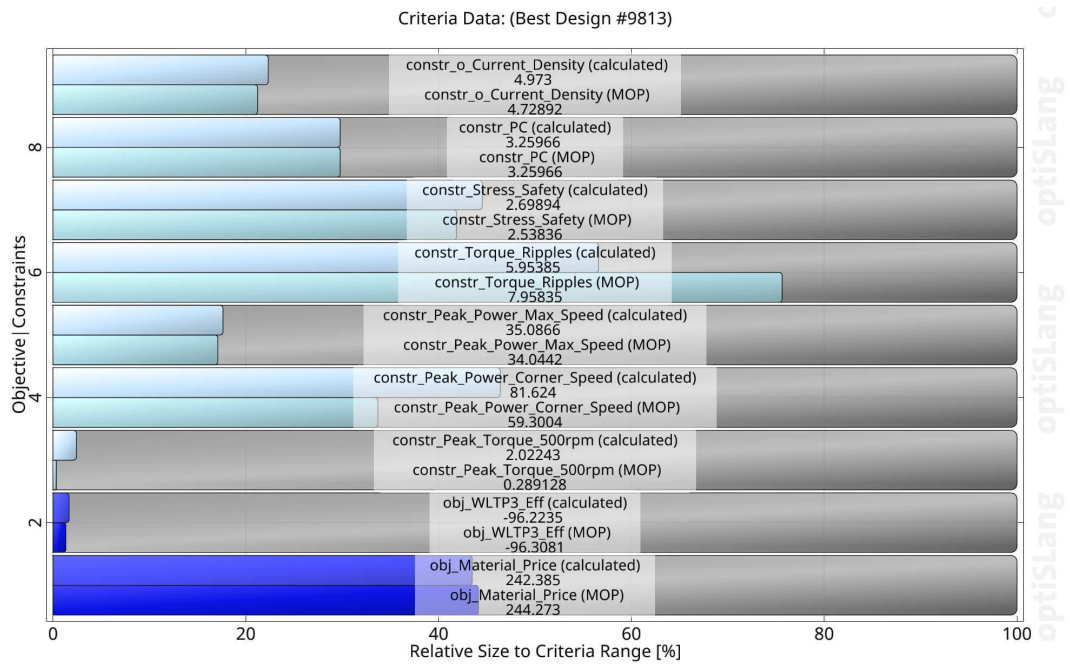


Slika 4.10. Matrica koeficijena prognoze Embedded Breadloaf topologije

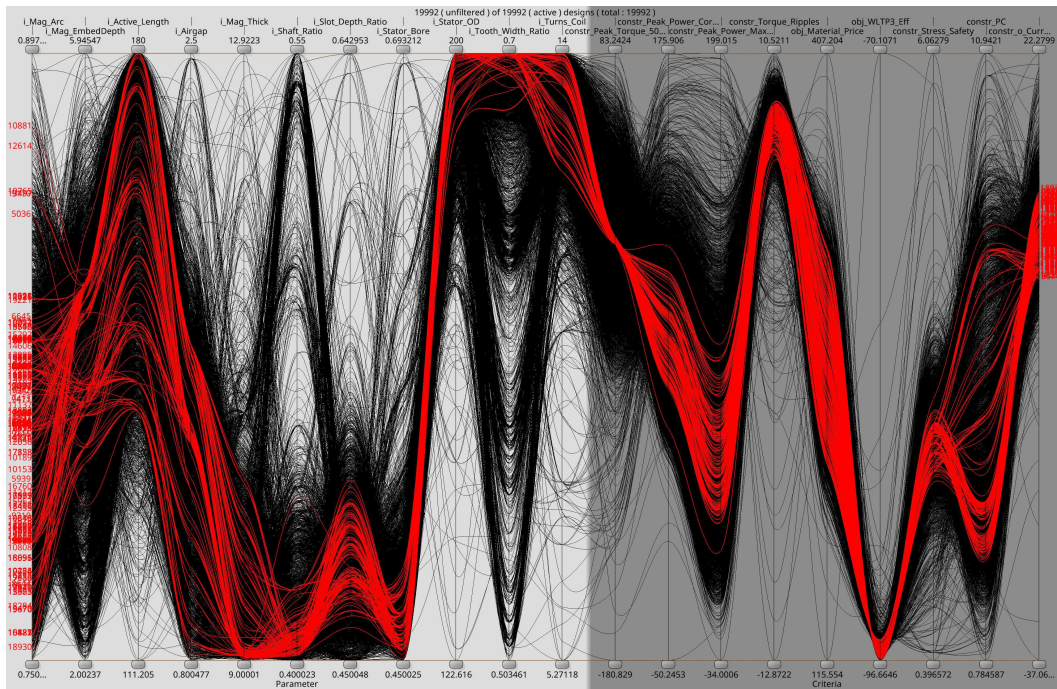
Nakon uspješno kreiranih metamodela izvršava se postupak optimizacije pri čemu je generirano je 20000 dizajnova od kojih se 20 najboljih validira. Pareto fronta s validiranim dizajnovima prikazana je slikom 4.11., a rezerve postavljenih zahtjeva slikom 4.12. Vidljivo je da su svi uvjeti zadovoljeni, međutim snaga motora je značajno veća u odnosu na prethodnu topologiju. Graf paralelnih koordinata prikazan je slikom 4.13.



Slika 4.11. Pareto fronta s validiranim dizajnovima Embedded Breadloaf topologije



Slika 4.12. Rezerve postavljenih uvjeta Embedded Breadloaf topologije

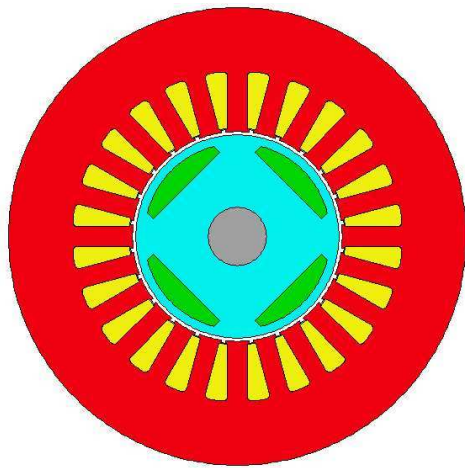


Slika 4.13. Graf paralelnih koordinata Embedded Breadloaf topologije

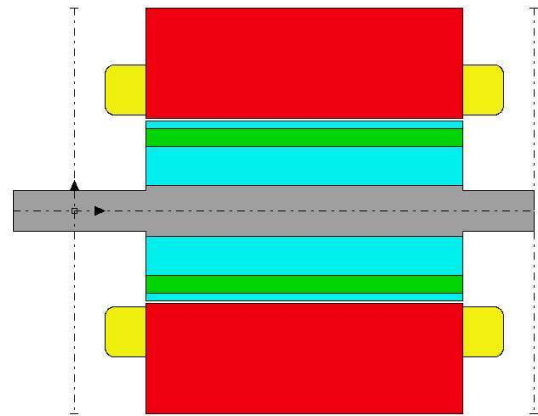
Dobiven je optimalni dizajn prikazan slikom 4.14. čija je geometrija definirana parametrima iz tablice 4.5. Slikom 4.15. prikazane su karakteristike momenta i snage u ovisnosti o brzini vrtnje motora, a slikom 4.16. odgovarajuća mapa korisnosti.

Tablica 4.5. Parametri optimalnog dizajna Embedded Breadloaf topologije

Aktivna duljina	156.5 mm
Zračni raspor	1.44 mm
Debljina magneta	9 mm
Dubina magneta	3.7 mm
Vanjski promjer statora	200 mm
Prijenosni omjer reduktora	16
Broj zavoja	14
Omjer vratila	0.4
Omjer dubine utora	0.49
Omjer provrta	0.46
Omjer debljine zuba	0.7
Omjer luka magneta	0.78

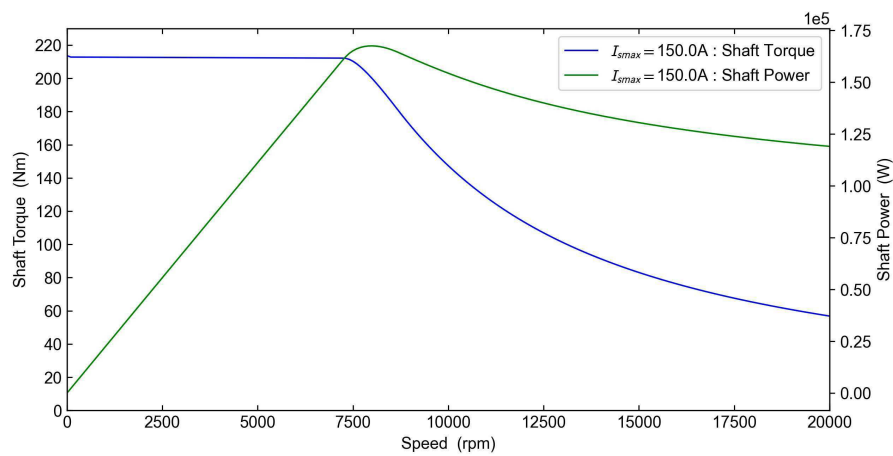


(a) Radijalni prikaz

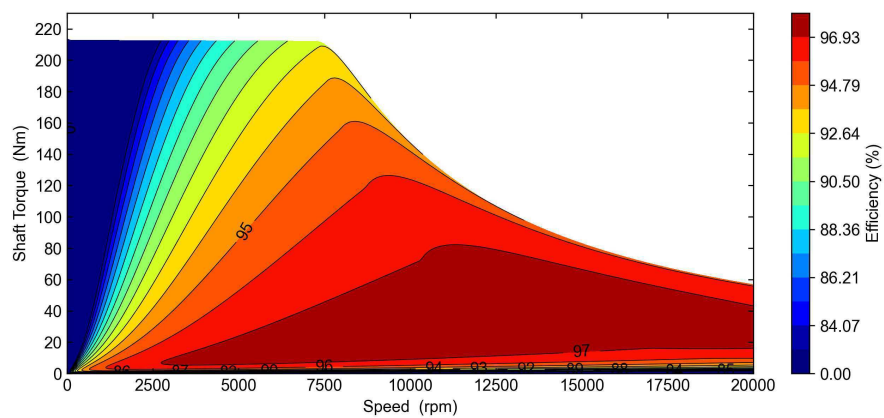


(b) Aksijalni prikaz

Slika 4.14. Prikaz optimalnog dizajna Embedded Breadloaf topologije



Slika 4.15. Karakteristike momenta i snage optimalnog dizajna Embedded Breadloaf topologije



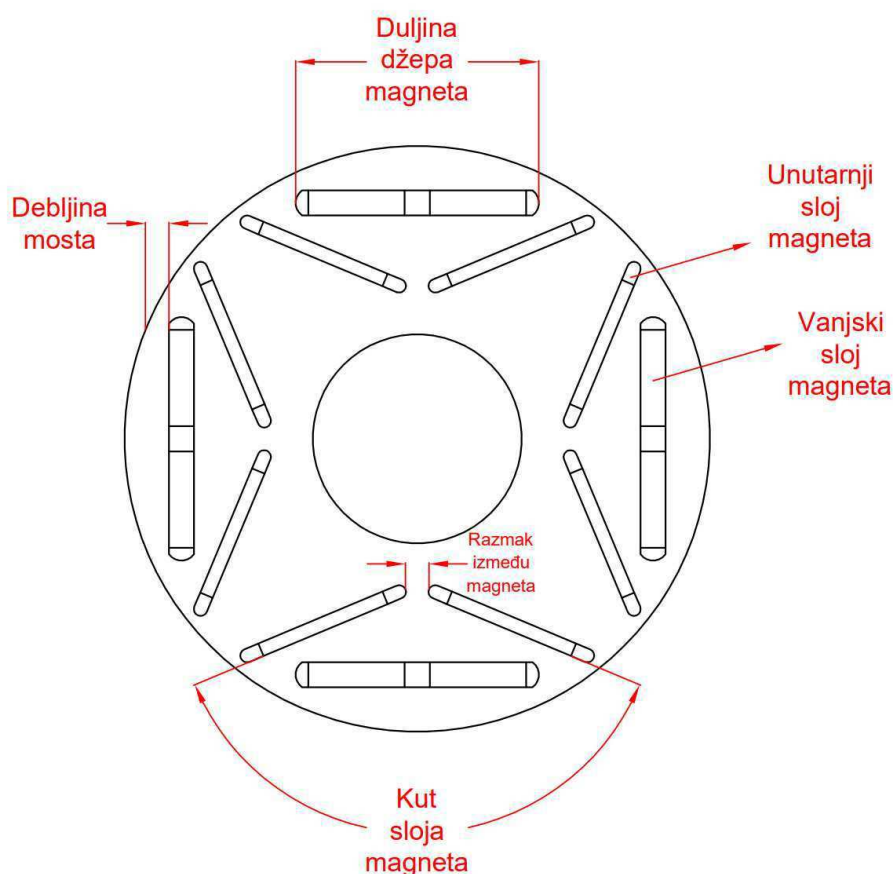
Slika 4.16. Mapa korisnosti optimalnog dizajna Embedded Breadloaf topologije

4.3. Interior V topologija

4.3.1. Postavke

Rasponi ulaznih varijabli definiranih u analizi osjetljivosti ove topologije dani su tablicom 4.6. U ovom slučaju odabrano je 600 dizajnova za uzorkovanje budući da ova topologija ima više parametara u odnosu na prvu. Nekoliko varijabli fiksirano je na određene vrijednosti, npr. razmak između magneta vanjskog sloja na vrijednost 0 mm, omjer duljine magneta vanjskog sloja na vrijednost 0.85 i kut unutarnjeg sloja magneta na 180° .

Debljina mosta određenog sloja magneta, kut sloja magneta i razmak između magneta nekog sloja prikazani su slikom 4.17. Džep magneta određen je omjerom duljine džepa i maksimalne dozvoljene duljine džepa.



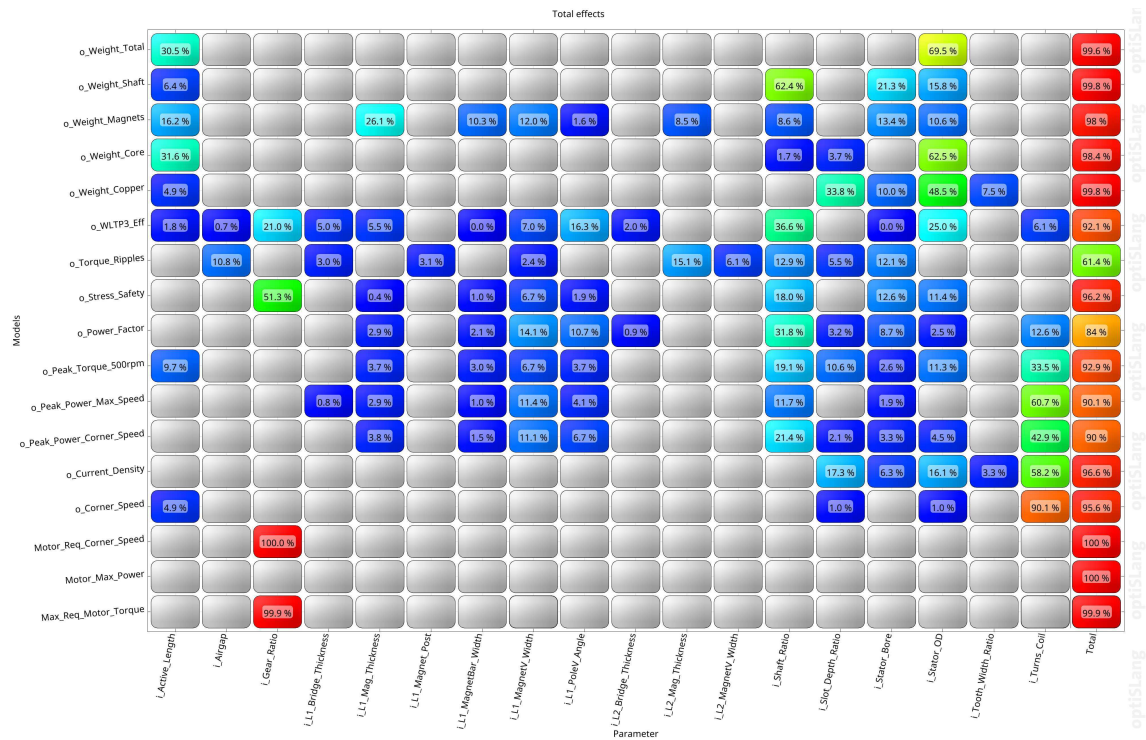
Slika 4.17. Geometrija rotora Interior V topologije

Tablica 4.6. Rasponi ulaznih varijabli Interior V topologije

Aktivna duljina	150-240 mm
Zračni raspor	0.8-2 mm
Vanjski promjer statora	160-220 mm
Debljina magneta unutarnjeg sloja	2-6 mm
Debljina mosta unutarnjeg sloja	1-4 mm
Razmak između magneta unutarnjeg sloja	1-4 mm
Omjer duljine magneta unutarnjeg sloja	0.3-0.8
Omjer duljine džepa magneta unutarnjeg sloja	0.5-0.85
Kut unutarnjeg sloja magneta	110-155 °
Debljina magneta vanjskog sloja	2-5 mm
Debljina mosta vanjskog sloja	1-3 mm
Omjer duljine džepa magneta unutarnjeg sloja	0.7-0.85
Prijenosni omjer reduktora	8-16
Broj zavoja	2-14
Omjer vratila	0.3-0.6
Omjer dubine utora	0.45-0.7
Omjer provrta	0.45-0.65
Omjer debljine zuba	0.5-0.7

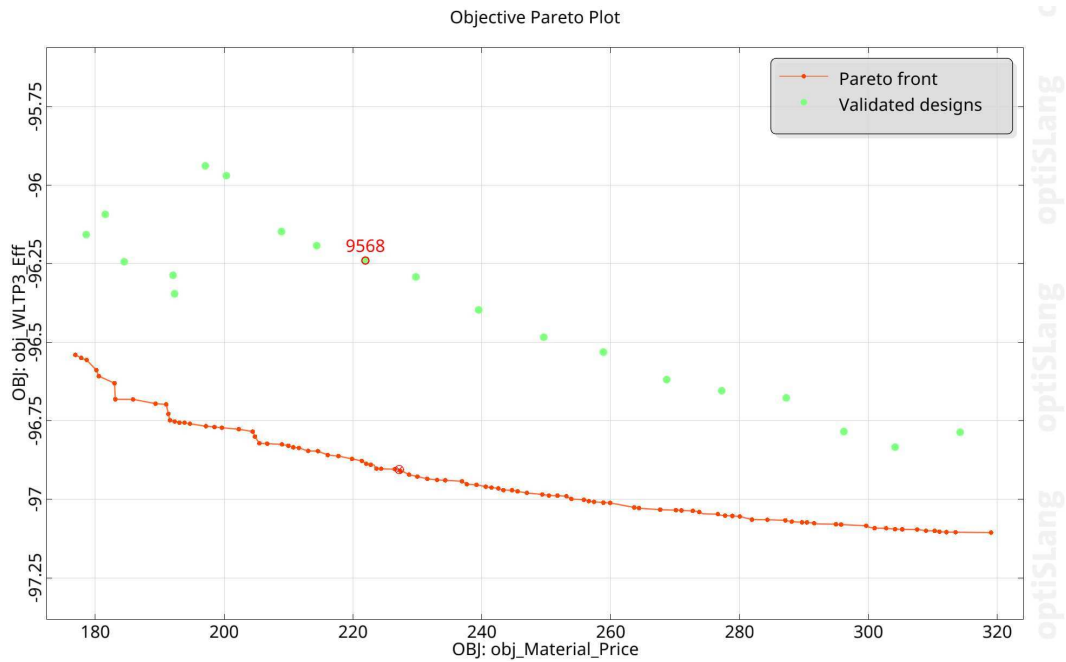
4.3.2. Rezultati

Slikom 4.18. prikazana je matrica koeficijenata prognoze topologije s unutarnjim magnetima u obliku slova V. Zaključuje se da predikcije pulsacija momenta te snage neće biti dovoljno točne. Prema tome, u slučaju velikih pulsacija će biti potrebno iskositi rotor za smanjenje pulsacijskog momenta, a u slučaju nedovoljne snage na određenoj brzini korigirati geometriju ili namot stroja.

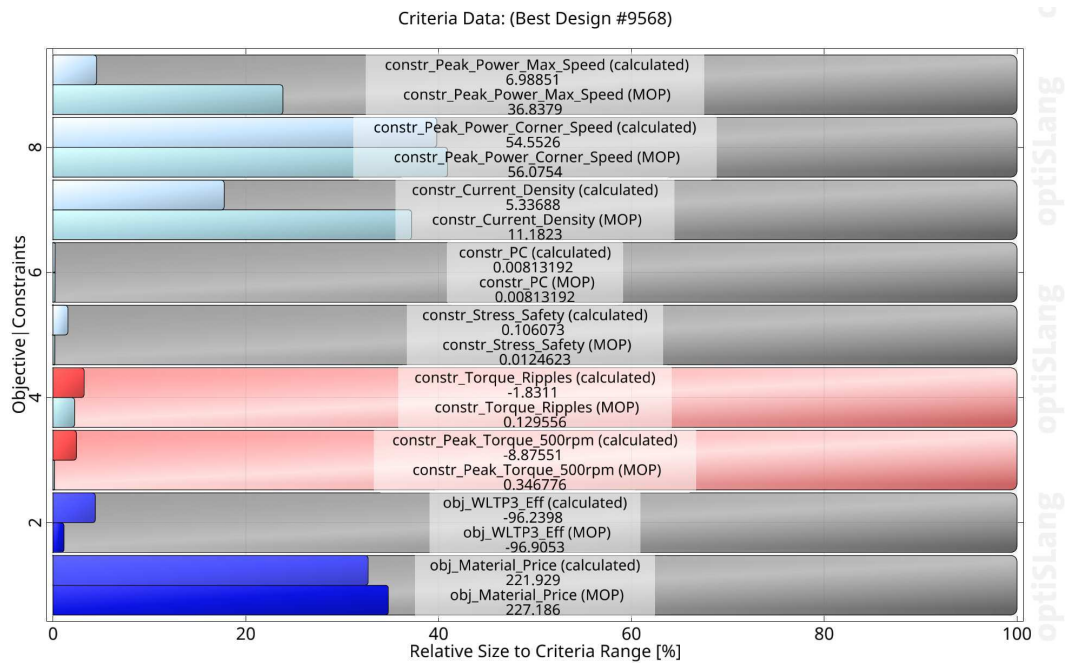


Slika 4.18. Matrica koeficijenata prognoze Interior V topologije

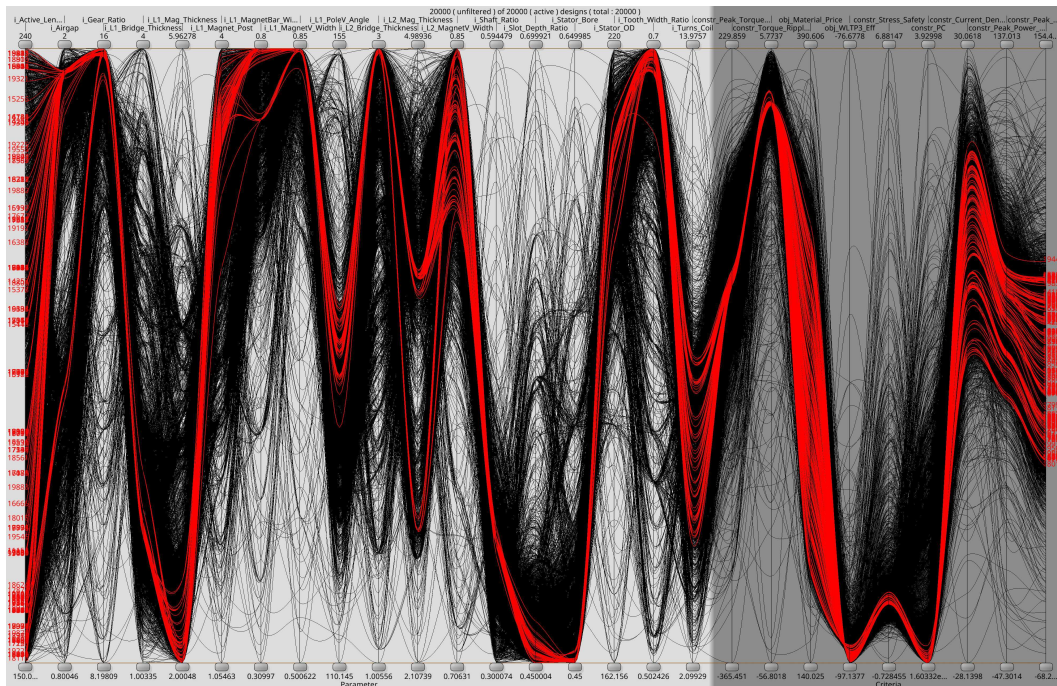
Nakon uspješno kreiranih metamodela izvršava se postupak optimizacije pri čemu je generirano je 20000 dizajnova od kojih se 20 najboljih validira. Pareto fronta s validiranim dizajnovima prikazana je slikom 4.19., a rezerve postavljenih zahtjeva slikom 4.20. Vidljivo je da nisu zadovoljeni uvjeti na moment motora i pulsacije momenta. Također, rezerve snage su značajno veće nego kod topologije s Halbach poljem magnetna. Graf paralelnih koordinata prikazan je slikom 4.21.



Slika 4.19. Pareto fronta s validiranim dizajnovima Interior V topologije

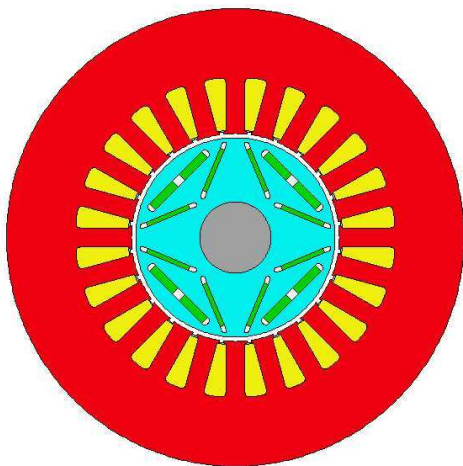


Slika 4.20. Rezerve postavljenih uvjeta Interior V topologije

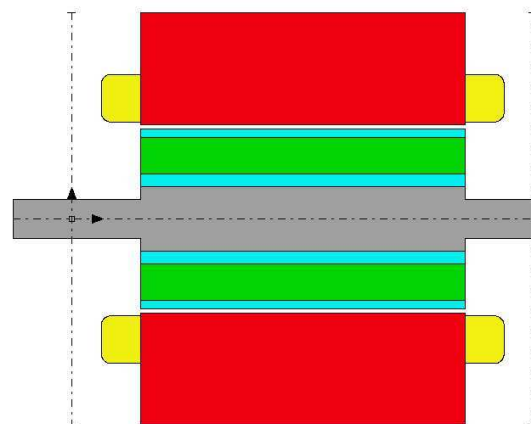


Slika 4.21. Graf paralelnih koordinata Interior V topologije

Dobiven je optimalni dizajn prikazan slikom 4.22. čija je geometrija definirana parametrima iz tablice 4.7. Slikom 4.23. prikazane su karakteristike momenta i snage u ovisnosti o brzini vrtnje motora, a slikom 4.24. odgovarajuća mapa korisnosti.



(a) Radijalni prikaz

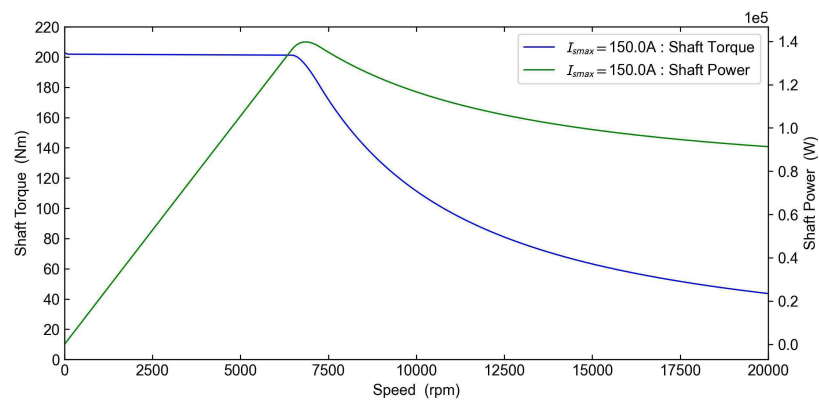


(b) Aksijalni prikaz

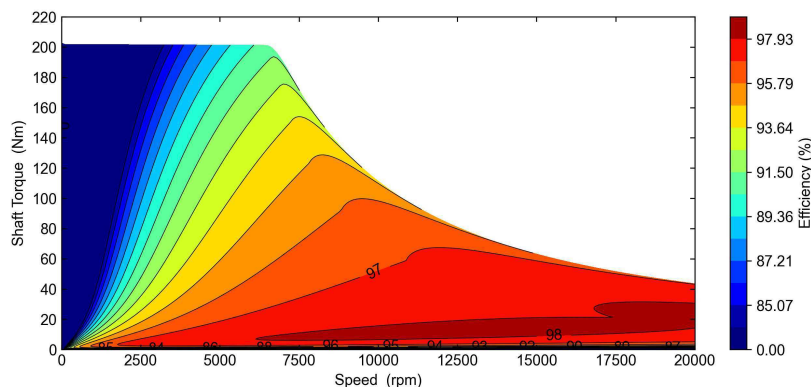
Slika 4.22. Prikaz optimalnog dizajna Interior V topologije

Tablica 4.7. Parametri optimalnog dizajna Interior V topologije

Aktivna duljina	165.7 mm
Zračni raspor	2 mm
Vanjski promjer statora	211 mm
Debljina magneta unutarnjeg sloja	2.2 mm
Debljina mosta unutarnjeg sloja	1.7 mm
Razmak između magneta unutarnjeg sloja	3.6 mm
Omjer duljine magneta unutarnjeg sloja	0.8
Omjer duljine džepa magneta unutarnjeg sloja	0.85
Kut unutarnjeg sloja magneta	134.6°
Debljina magneta vanjskog sloja	3.9 mm
Debljina mosta vanjskog sloja	3 mm
Omjer duljine džepa magneta unutarnjeg sloja	0.84
Prijenosni omjer reduktora	16
Broj zavoja	7
Omjer vratila	0.36
Omjer dubine utora	0.45
Omjer provrta	0.45
Omjer debljine zuba	0.7



Slika 4.23. Karakteristike momenta i snage optimalnog dizajna Interior V topologije



Slika 4.24. Mapa korisnosti optimalnog dizajna Interior V topologije

4.4. Odabir optimalne topologije

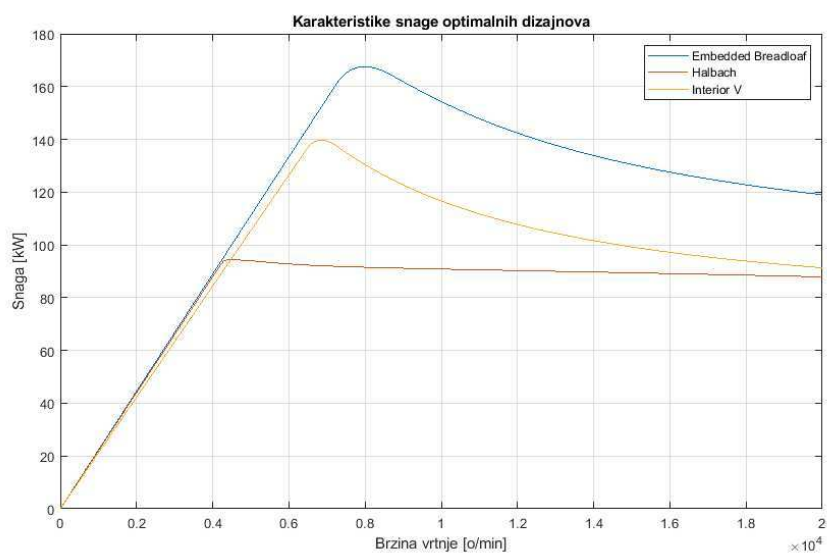
Prema rezultatima optimizacija svake topologije odabrani su optimalni dizajni koji su prikazani u prethodnim odjeljcima. Njihove mase, cijene aktivnog dijela i korisnosti na WLTP3 ciklusu vožnje prikazane su tablicom 4.8. iz koje se može zaključiti da su korisnosti odabranih dizajnova vrlo bliske. Cijene aktivnog dijela nalaze se u rasponu od 221.9 € za Interior V topologiju do 249.4 € za topologiju s Halbach poljem magneta. Najveće razlike su u masi aktivnog dijela optimalnih dizajnova, od 29.9 kg za topologiju s Halbach poljem magneta do 41.5 kg za Interior V topologiju.

Uz rezultate prikazane tablicom potrebno je pogledati karakteristike momenta i snage u ovisnosti o brzini vrtnje za svaku topologiju. Prema izgledu karakteristika snage optimalnih topologija (slika 4.25.) zaključuje se da Embedded Breadloaf i Interior V topologije imaju preveliku rezervu snage budući da je zahtijevana snaga iznosila 85.18 kW uz prienosni omjer 16. Iz slike 4.26. zaključuje se da Interior V ne zadovoljava kriterij momenta na 500 o/min što je posljedica nesavršenosti opisa električnog stroja metamodelima (prema slici 4.18. vidljivo je da je točnost predikcije momenta stroja na 500 o/min jednaka 92.9 %).

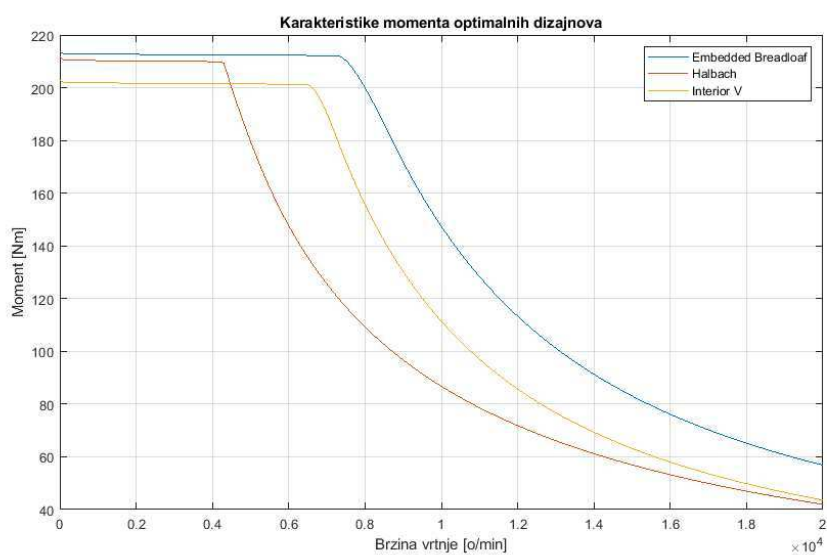
Iz prethodno opisanog zaključuje se da je optimalna topologija za razmatrani pogon topologija s Halbach poljem magneta. Prema tome, za tu topologiju će se provoditi detaljnija optimizacija koja će uzeti u obzir i vrijednosti momenta i snage u trajnom radu.

Tablica 4.8. Usporedba optimalnih dizajnova

	Masa	Cijena aktivnog dijela	Korisnost na WLTP3
Halbach	29.9 kg	249.4 €	96.3 %
Emb. Breadloaf	35.5 kg	242.4 €	96.2 %
Interior V	41.5 kg	221.9 €	96.2 %



Slika 4.25. Karakteristike snage razmatranih optimalnih dizajnova



Slika 4.26. Karakteristike momenta razmatranih optimalnih dizajnova

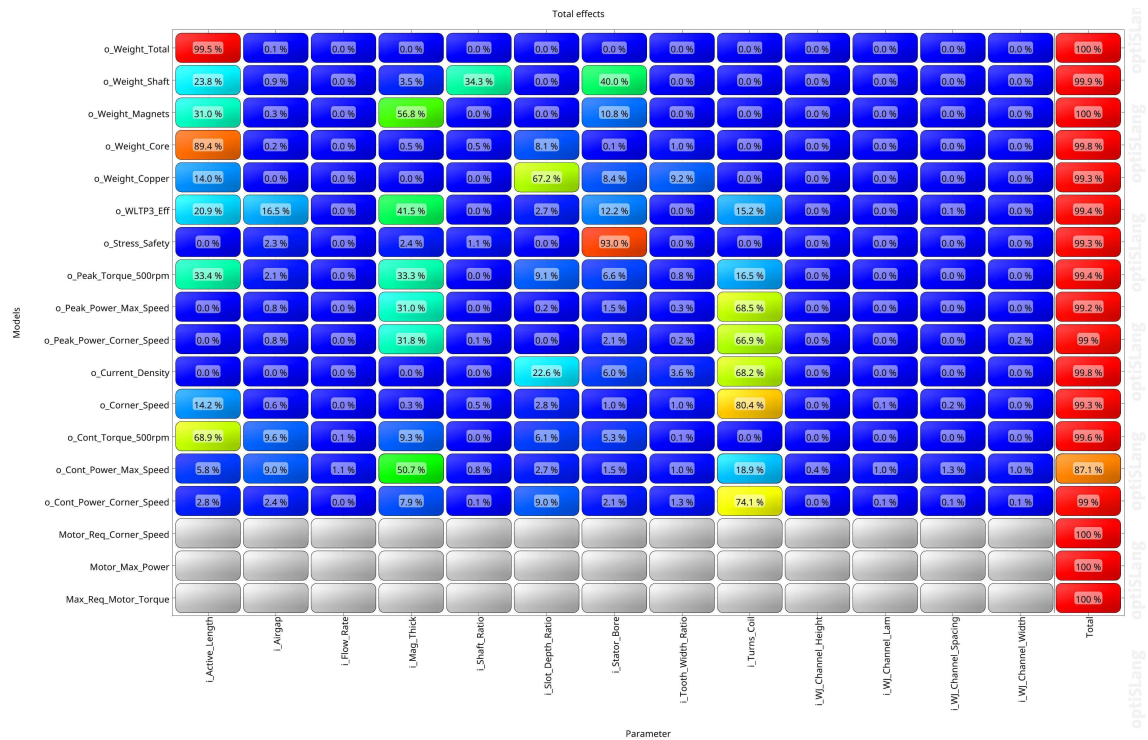
5. Detaljnija optimizacija optimalne topologije

Cilj ove optimizacije je modifikacija optimalnog elektromagnetskog dizajna. Dodaju se ulazne varijable koje opisuju rashladni sustav (vodenu košuljicu) te zahtjevi na snagu u trajnom radu i moment u trajnom radu koji su postavljeni na 60 % zahtijevane maksimalne vrijednosti. Prije početka optimizacije segmentirani su magneti tako da postoji 6 aksijalnih segmenata, postavljen je faktor gubitaka u magnetima na 1.5 i faktori gubitaka u željezu na 2.1, korigirani su oblik i duljine glava namota na vrijednosti izračunate automatski unutar Ansys Motor-CAD alata, vanjski promjer statora postavljen je na vrijednost 200 mm, vanjski promjer kućišta na vrijednost 220 mm, a prijenosni omjer reduktora na vrijednost 16.

Tablica 5.1. Rasponi ulaznih varijabli optimalne topologije

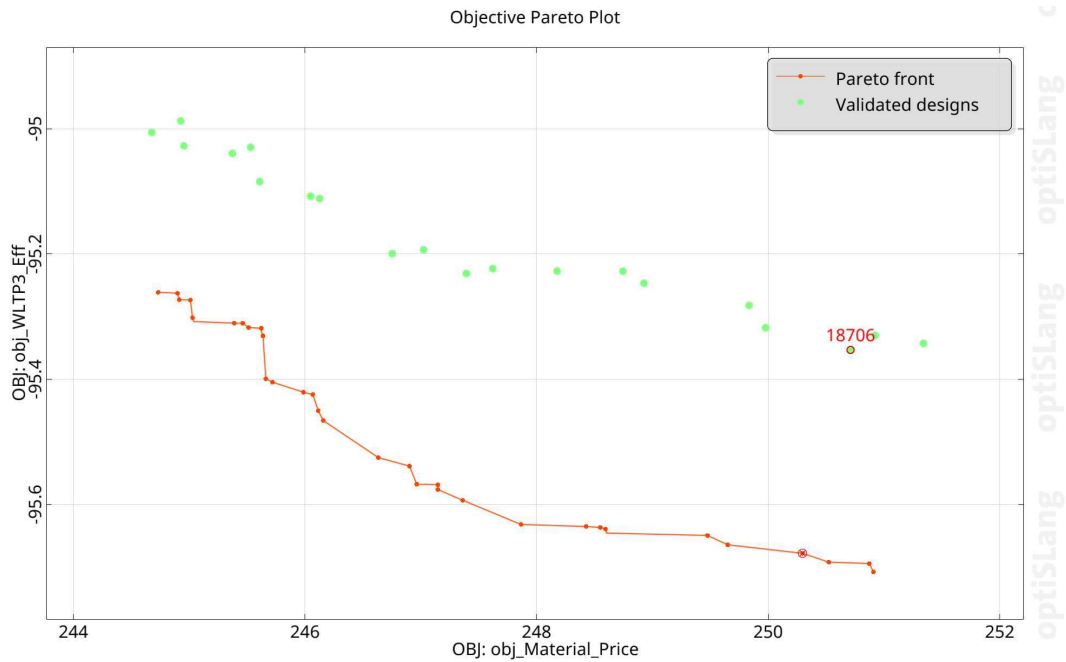
Aktivna duljina	110-160 mm
Zračni raspor	1.1-2.5 mm
Debljina magneta	4-7 mm
Visina rashladnog kanala	3-8 mm
Širina rashladnog kanala	10-25 mm
Debljina donjeg dijela kućišta	2-4 mm
Debljina separatora rashladnih kanala	4-15 mm
Protok rashladne tekućine	6-20 L/min
Broj zavoja	9-16
Omjer vratila	0.4-0.5
Omjer dubine utora	0.55-0.7
Omjer provrta	0.45-0.55
Omjer debljine zuba	0.55-0.65

Za uzorkovanje korištenjem ALHS metode odabrano je 400 dizajnova iz kojih se kreiraju metamodeli optimalne prognoze. Prema slici 5.1. zaključuje se da je predikcija metamodelima dovoljno točna za sve izlazne varijable osim za snagu u trajnom radu na maksimalnoj brzini vrtnje. Manji koeficijent prognoze za ovu varijablu posljedica je dizajnova koji su rezultirali trajnom snagom na maksimalnoj brzini koja iznosi 0.

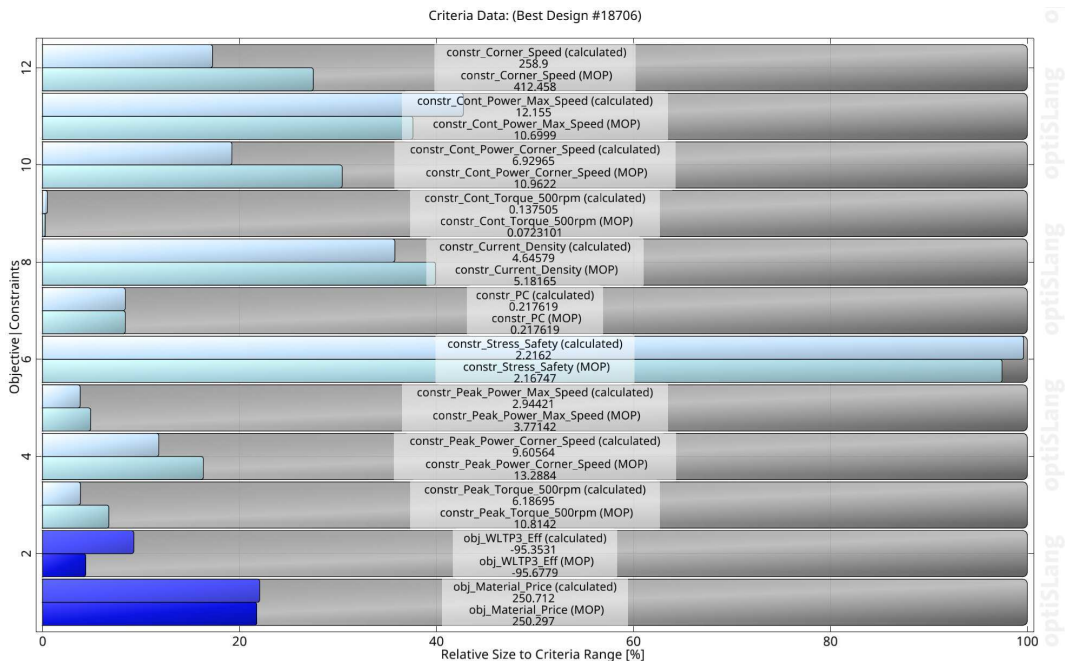


Slika 5.1. Matrica koeficijenata prognoze optimalnog dizajna

Nakon dovršenoga procesa optimizacije dobivena je validirana Pareto fronta prikazana slikom 5.2. Prema slici 5.3. vidljivo je da ovaj dizajn zadovoljava sve postavljene uvjete, uz rezerve u snagama koje dosežu 20 %.



Slika 5.2. Pareto fronta s validiranim dizajnovima



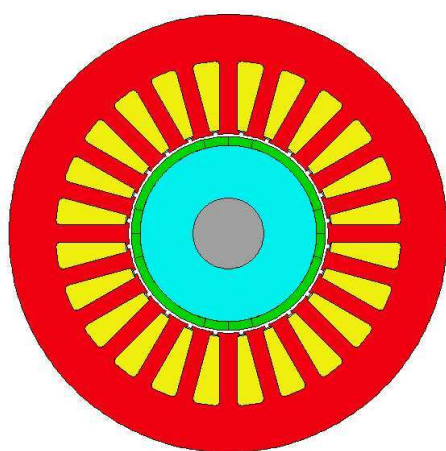
Slika 5.3. Rezerve postavljenih uvjeta

5.1. Optimalni dizajn

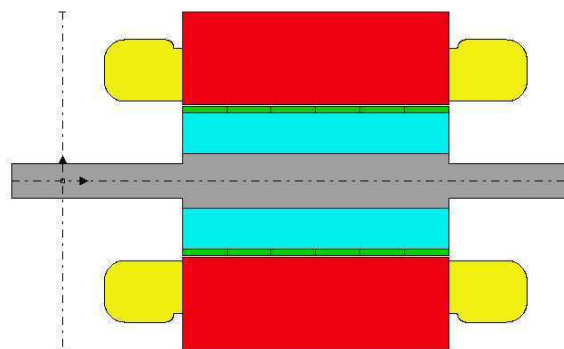
Odabran je optimalni dizajn broj 18706 čije su rezerve prikazane u prethodnom odjeljku. Geometrija optimalnog dizajna dana je tablicom 5.2., a radijalni i aksijalni prikazi stroja dani su slikom 5.4.

Tablica 5.2. Parametri optimalnog dizajna

Aktivna duljina	160 mm
Zračni raspor	1.25 mm
Debljina magneta	4 mm
Visina rashladnog kanala	3 mm
Širina rashladnog kanala	20.4 mm
Debljina donjeg dijela kućišta	4 mm
Debljina separatora rashladnih kanala	4 mm
Protok rashladne tekućine	20 L/min
Broj zavoja	11
Omjer vrtila	0.4
Omjer dubine utora	0.61
Omjer provrta	0.455
Omjer debljine zuba	0.65



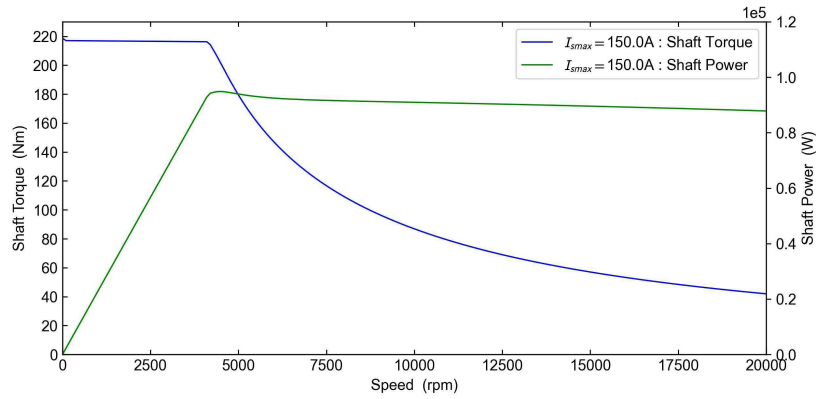
(a) Radijalni prikaz



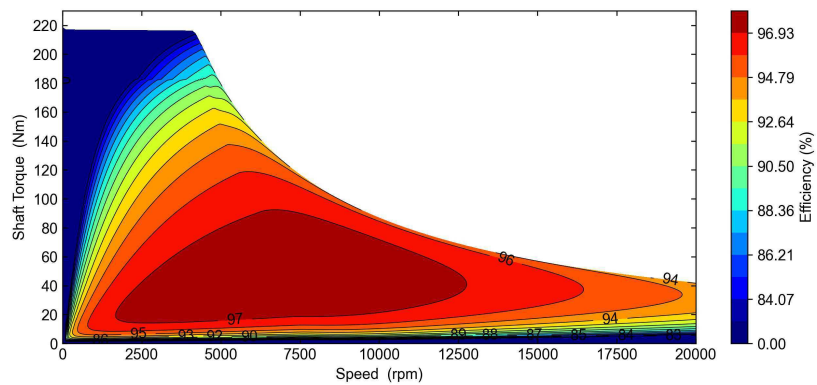
(b) Aksijalni prikaz

Slika 5.4. Prikaz optimalnog dizajna

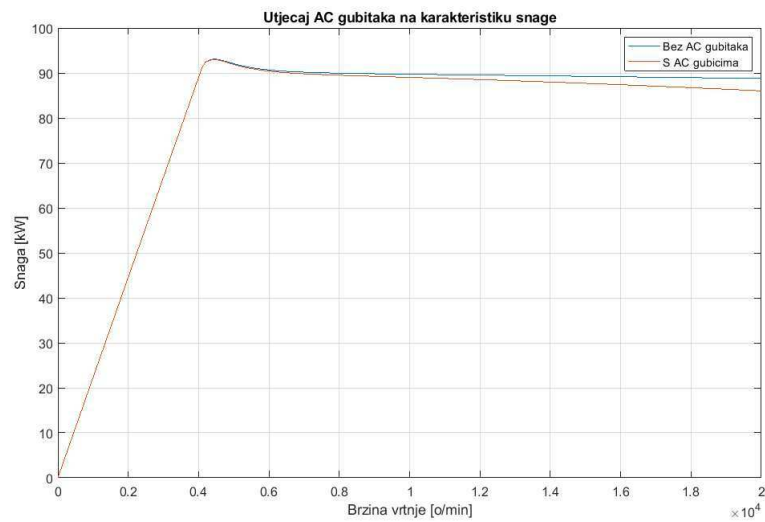
Slikama 5.5. i 5.6. prikazane su karakteristike momenta i snage motora u ovisnosti o brzini vrtnje i mapa korisnosti motora. Na karakteristici snage vidljiv je pad snage pri većim brzinama vrtnje u odnosu na dizajn bez definiranih AC gubitaka u namotu (usporedba je prikazana slikom 5.7.).



Slika 5.5. Karakteristike momenta i snage optimalnog dizajna



Slika 5.6. Mapa korisnosti optimalnog dizajna



Slika 5.7. Pad snage zbog AC gubitaka

6. Validacija optimalnog dizajna

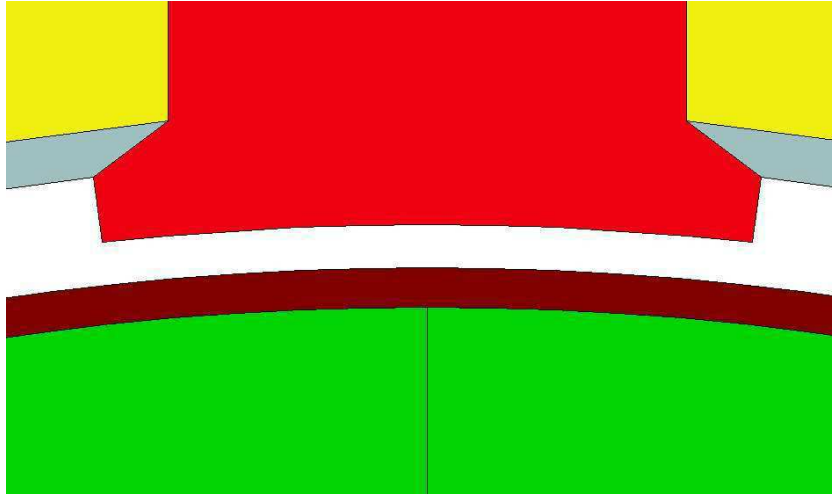
Optimalni dizajn prikazan prethodnim poglavljem potrebno je validirati korištenjem dvodimenzionalne i trodimenzionalne metode konačnih elemenata. Budući da topologije s površinskim magnetima nisu pogodne za visoke brzine vrtnje zbog mogućnosti odljepljivanja magneta, potrebno je na određeni način osigurati magnete na rotoru.

Provedbom simulacija dvodimenzionalnom i trodimenzionalnom metodom konačnih elemenata dobit će se gubici u namotu statora, gubici u željezu rotora i statora te gubici u magnetima. Prema tim gubicima modificirat će se gubici u Ansys MotorCAD programskom alatu te će se na temelju tih gubitaka ponovno izračunati karakteristike momenta i snage motora (maksimalne i trajne karakteristike). Također, nakon korekcije i potencijalnih preinaka izvršit će se simulacije ciklusa vožnje gdje će povezati Thermal i Lab modul. Na taj način moguće je motriti temperature pojedinih dijelova stroja tijekom ciklusa vožnje.

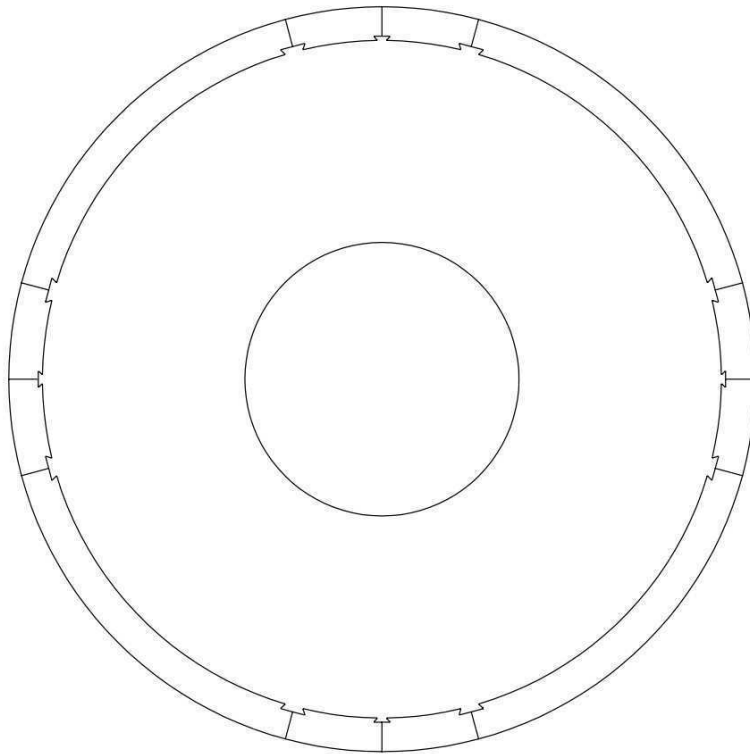
6.1. Mehanički dizajn rotora

Najčešći pristup osiguravanju magneta na rotoru je upotreba tzv. bandaže koja se navlači preko rotora te tako osigurava magnete od odljepljivanja. Bandaža na rotoru prikazana je tamno crvenom bojom na slici 6.1. Zelenom bojom prikazani su magneti, a crvenom bojom zub statora.

Pristup koji je odabran u svrhu diplomskog rada temeljen je na kombinaciji bandaže na rotoru i klinova između donje površine magneta i laminacija rotora. Slika 6.2. prikazuje primjer zaklinjenja magneta koje će se koristiti u simulacijama.



Slika 6.1. Prikaz bandaže na rotoru



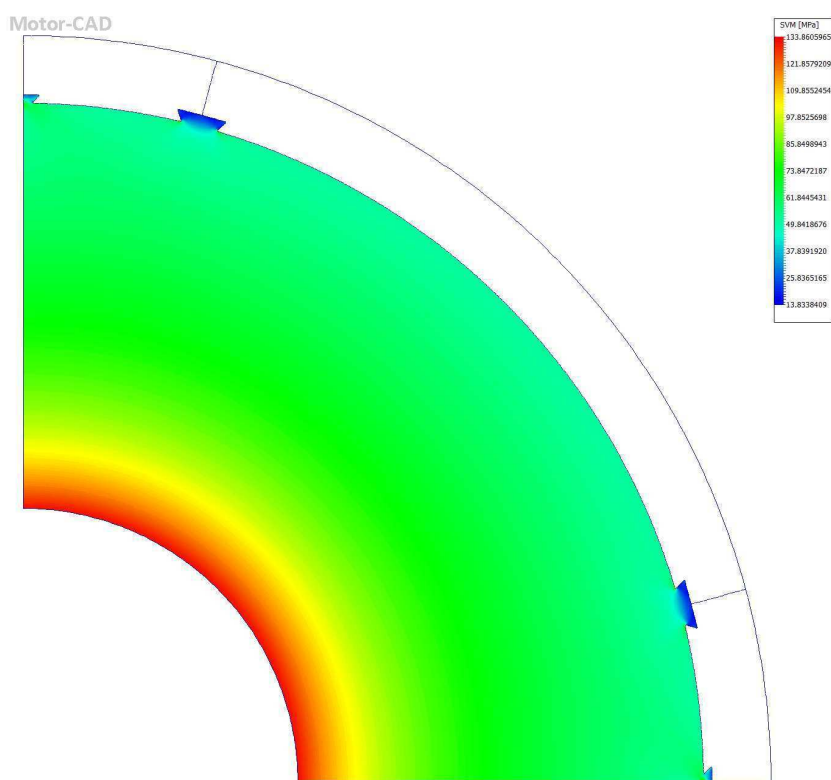
Slika 6.2. Izgled modificirane geometrije rotora

U Ansys MotorCAD moguće je uvesti ručno definiranu geometriju, odnosno DXF datoteku u kojoj je definirana geometrija. Izvršit će se nekoliko simulacija u svrhu analize naprezanja rotorskog lima i magneta na području klinova.

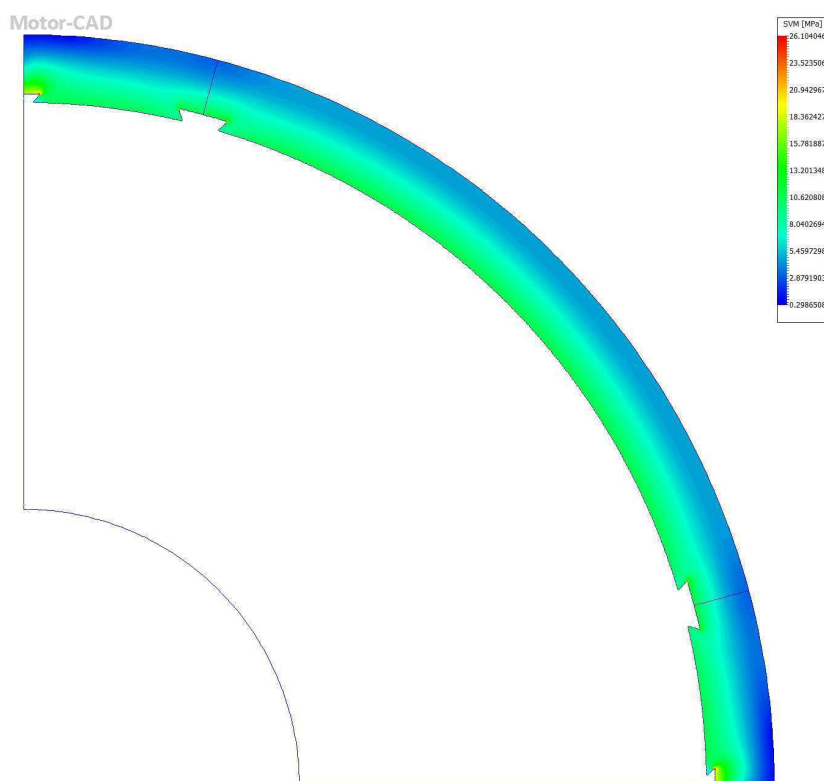
6.1.1. Simulacije naprezanja rotora

Prema podacima NO20-13 lima, minimalna granica plastičnosti iznosi 320 MPa, a granična čvrstoća N42UH materijala iznosi 285 MPa. Na ove vrijednosti potrebno je uvesti i faktor sigurnosti. Faktor sigurnosti lima postavljen je na vrijednost 1.5, a faktor sigurnosti za magnetski materijal na vrijednost 3. Prema tome, maksimalno naprezanje lima rotora ograničeno je na 213 MPa, a maksimalno naprezanje magneta na 95 MPa.

Slikama 6.3. i 6.4. prikazani su rezultati simulacije naprezanja na brzini 30000 o/min i uz faktor adhezije koji iznosi 0.1. Prema rezultatima simulacije maksimalno naprezanje rotora iznosi 134 MPa, a maksimalno naprezanje magneta 26 MPa. Prema tome, magneti i rotorski limovi su sigurni od puknuća za ovu radnu točku uz ovaj faktor adhezije.



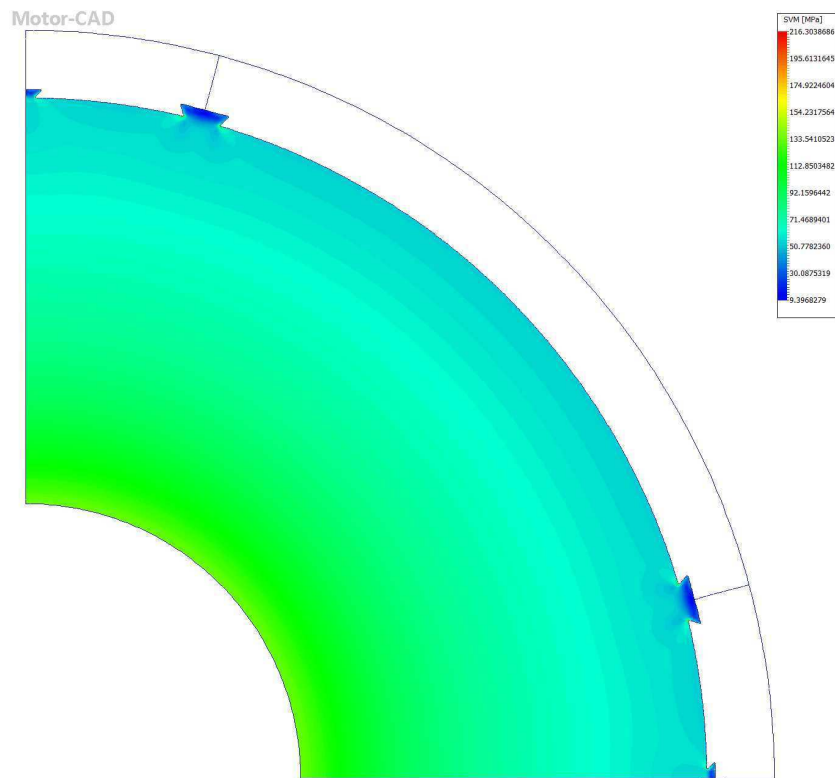
Slika 6.3. Naprezanje rotora uz faktor adhezije 0.1



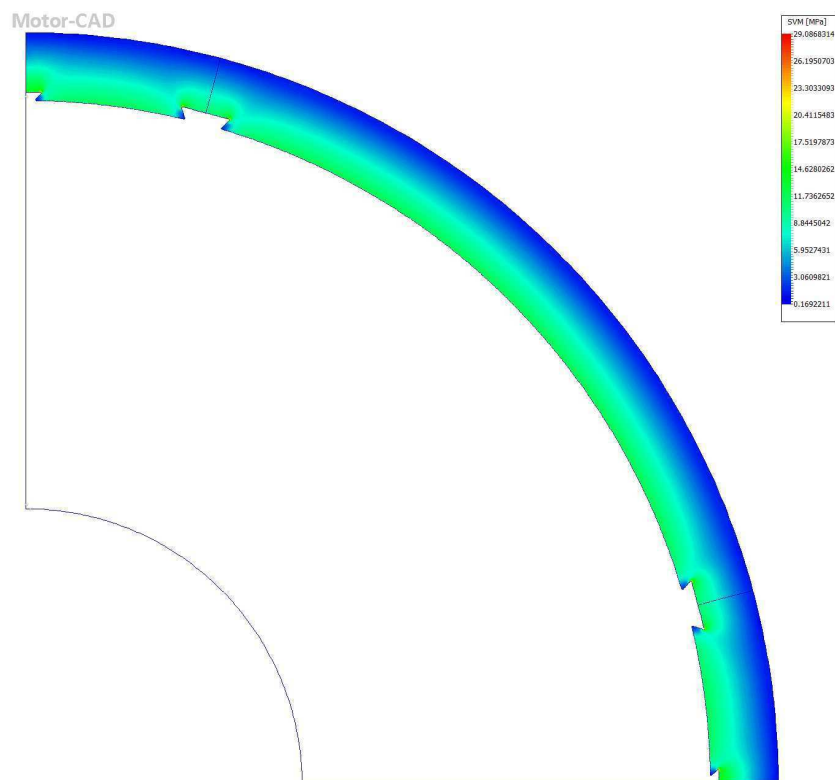
Slika 6.4. Naprezanje magneta uz faktor adhezije 0.1

Ako se faktor adhezije postavi na vrijednost 0.005, čime se simulira slučaj u kojemu ljepilo ima izrazito oslabljena svojstva, odnosno slučaj kada nema ljepila, naprezanje u limu rotora značajno se poveća u području klina, tj. na zaobljenjima klina. U tim područjima naprezanje doseže vrijednost 216 MPa što prelazi postavljenu granicu za faktor sigurnosti 1.5. Naprezanja u magnetu i dalje su unutar postavljenih granica prema čemu se zaključuje da ne postoji rizik od puknuća magneta. Slikama 6.5. i 6.6. prikazana su naprezanja za simulaciju uz faktor adhezije 0.005.

Iz rezultata ovih dviju simulacija zaključuje se da faktor adhezije utječe više na laminaciju rotora u dijelu gdje se nalazi klin nego na magnet. Pri faktoru adhezije 0.005 naprezanje rotora prelazi maksimalno naprezanje za 3 MPa. Kako bi se detaljnije razradio dizajn rotora potrebno je koristiti sofisticiranije alate.



Slika 6.5. Naprezanje rotora uz faktor adhezije 0.005



Slika 6.6. Naprezanje magneta uz faktor adhezije 0.005

6.2. Elektromagnetske simulacije

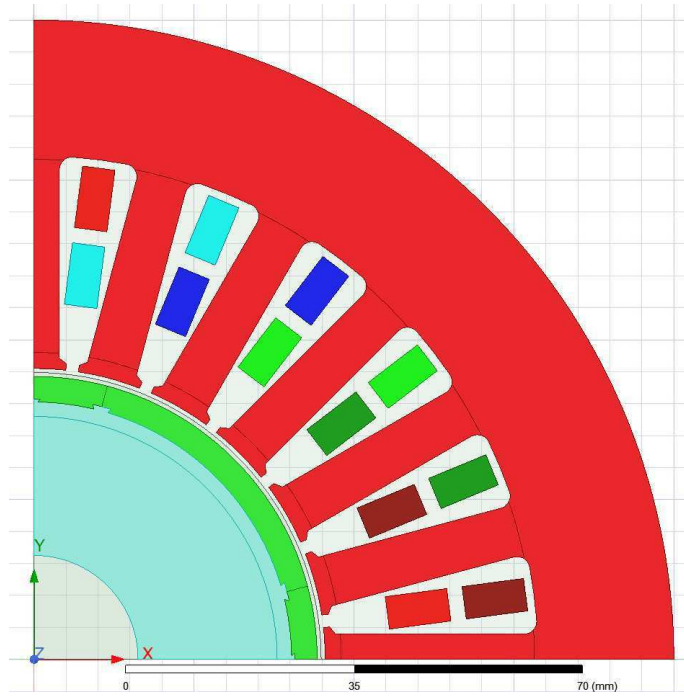
Cilj elektromagnetskih simulacija koristeći Ansys Maxwell je validacija rezultata dobivenih izračunom u Ansys Motor-CAD programskom alatu. Motor-CAD omogućava izvoz geometrije stroja u obliku Python skripti. Python skripte pozivaju se u Ansys Maxwell programskom alatu te automatski generiraju model stroja koji je spreman za simulacije.

U slučaju dvodimenzionalnog modela modeliran je modificirani rotor s klinovima, dok za trodimenzionalni model to nije bilo moguće zbog potrebne gustoće mreže na tom dijelu. Povećanjem gustoće mreže značajno se produljuje trajanje trodimenzionalnog elektromagnetskog izračuna korištenjem metode konačnih elemenata. Slikom 6.7. prikazan je dvodimenzionalni model korišten za simulacije, a slikom 6.8. trodimenzionalni model.

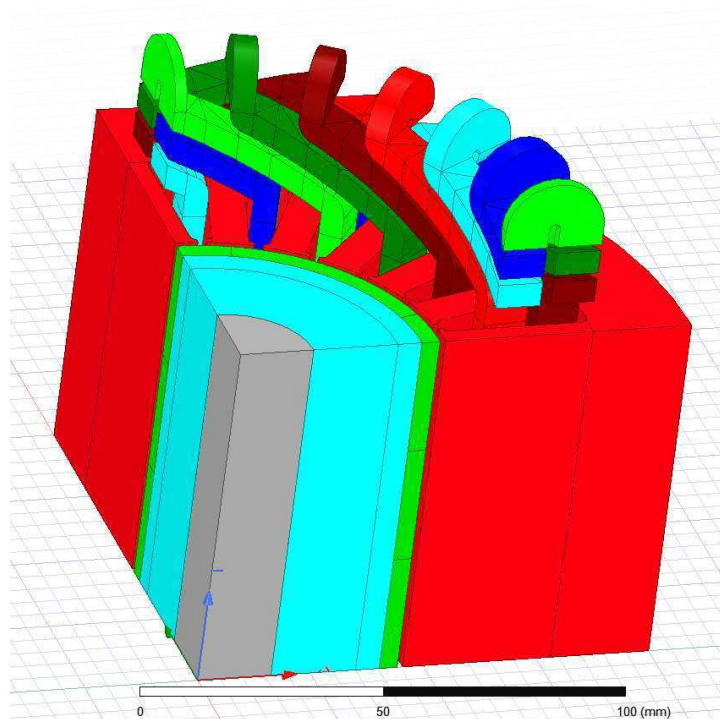
Za potrebe usporedbe gubitaka uklonjeni su aksijalni segmenti magneta i svi su faktori postavljeni na vrijednost 1, a AC gubici zanemareni. Prema gubicima izračunatima metodom konačnih elemenata postaviti će se faktori gubitaka.

Simulirane su tri radne točke:

1. brzina vrtnje 500 o/min,
2. brzina vrtnje 4000 o/min,
3. brzina vrtnje 20000 o/min.



Slika 6.7. Dvodimenzionalni model motora

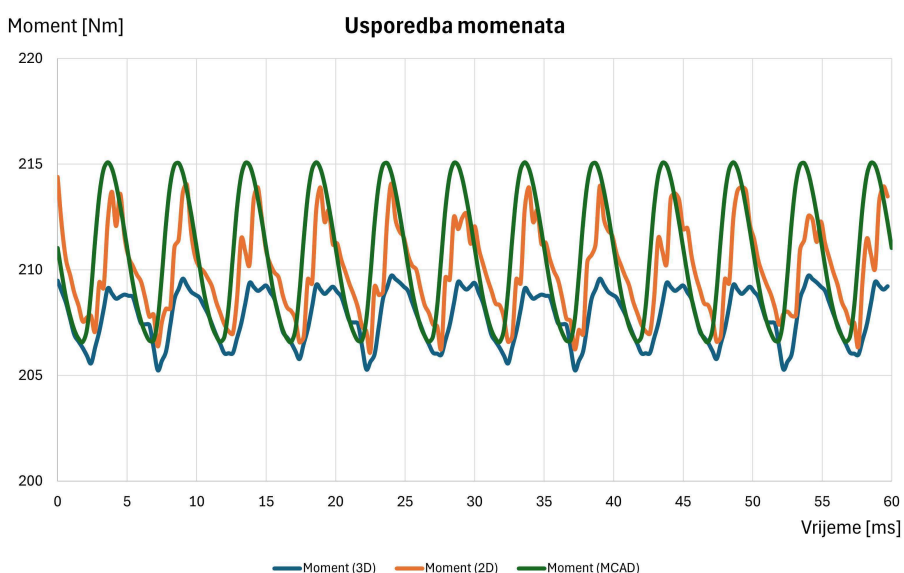


Slika 6.8. Trodimenzionalni model motora

6.2.1. Brzina vrtnje 500 o/min

Na ovoj brzini vrtnje motor treba razvijati maksimalni moment, uz efektivnu linijsku struju 150 A i napon istosmjernog međukruga 800 V kako bi se simulirala situacija u kojoj baterijski paket nije u potpunosti napunjen. Kut faznog prethođenja postavljen je na vrijednost 0° prema algoritmima upravljanja sinkronim motorima s površinskim permanentnim magnetima. Usporedba valnog oblika momenta motora za slučaj simulacije koristeći Ansys Motor-CAD te simulacije 2D i 3D metode konačnih elemenata u Ansys Maxwell programskom alatu dana je slikom 6.9.

Također su uspoređeni gubici u željezu, magnetima i statorskom namotu. Gubici u željezu i magnetima vrlo su bliski, dok se gubici u namotu statora razlikuju. Dvodimenzionalnom simulacijom dobiju se gubici koji po fazi iznose 2066.8 W, a trodimenzionalnom simulacijom 3753.9 W. Uspoređeni su gubici u bakru između dva modela na svim radnim točkama i zaključuje se da se razlikuju za jednak faktor koji iznosi otprilike 1.82 što je posljedica gubitaka u glavama namota koje u 2D simulaciji nisu uzete u obzir. Prema tome, gubici u magnetima i željezu iščitavat će se iz dvodimenzionalne simulacije zbog dvostruko većeg broja točaka, gušće mreže konačnih elemenata i brzine izvođenja simulacije, a gubici u bakru će se skalirati s odgovarajućim faktorom.



Slika 6.9. Usporedba valnih oblika momenta na brzini vrtnje 500 o/min

Podaci o srednjoj vrijednosti momenta, pulsacijama momenta, efektivnoj vrijednosti inducirano napona te gubicima na radnoj točki 500 o/min dani su tablicom 6.1. Tablica 6.2. prikazuje izračunate faktore gubitaka za brzinu 500 o/min.

Tablica 6.1. Rezultati simulacije radne točke na 500 o/min

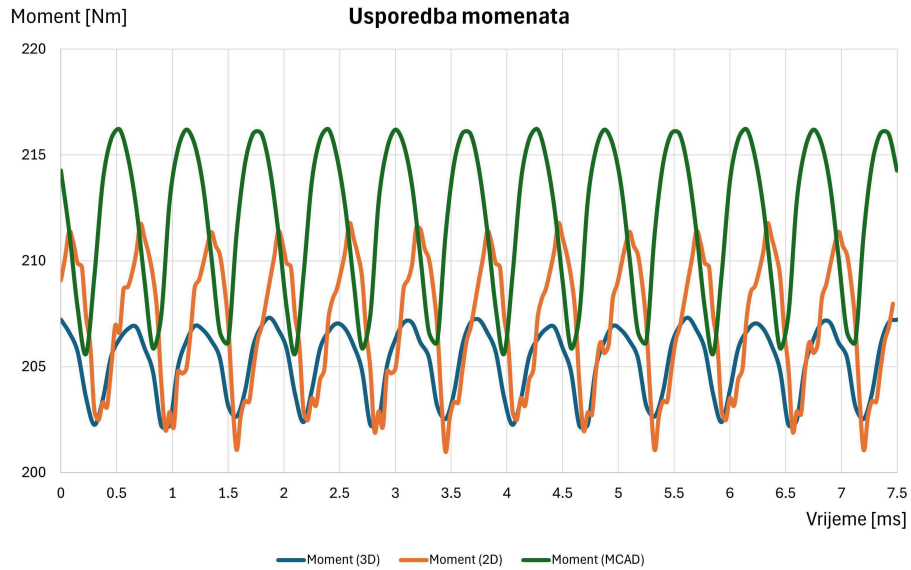
Srednja vrijednost momenta	210 Nm
Pulsacije momenta	4.17 %
Efektivna vrijednost inducirano napona	43.28 V
Gubici u željezu statora	118.39 W
Gubici u željezu rotora	345 mW
Gubici u magnetima	17.96 W
Gubici u bakru	22.57 kW

Tablica 6.2. Usporedba rezultata na 500 o/min

	Maxwell 2D	Motor-CAD	Faktor gubitaka
Gubici u magnetima	17.96 W	3.07 W	5.85
Gubici u željezu statora	118.39 W	43.75 W	2.71
Gubici u željezu rotora	345 mW	221.3 mW	1.56

6.2.2. Brzina vrtnje 4000 o/min

Na ovoj brzini vrtnje motor također treba razvijati maksimalni moment, uz efektivnu linijsku struju 150 A i napon istosmjernog međukruga 800 V. Kut faznog prethođenja postavljen je na vrijednost 2.5° prema vrijednosti izračunate radne točke koristeći Ansys Motor-CAD. Usporedba valnog oblika momenta motora za slučaj simulacija korištenjem Ansys Motor-CAD i Ansys Maxwell programskih alata dana je slikom 6.10.



Slika 6.10. Usporedba valnih oblika momenta na brzini vrtnje 4000 o/min

Podaci o srednjoj vrijednosti momenta, pulsacijama momenta, efektivnoj vrijednosti inducirano napona te gubicima na radnoj točki 4000 o/min dani su tablicom 6.3. Tablica 6.4. prikazuje izračunate faktore gubitaka za brzinu 4000 o/min.

Tablica 6.3. Rezultati simulacije radne točke na 4000 o/min

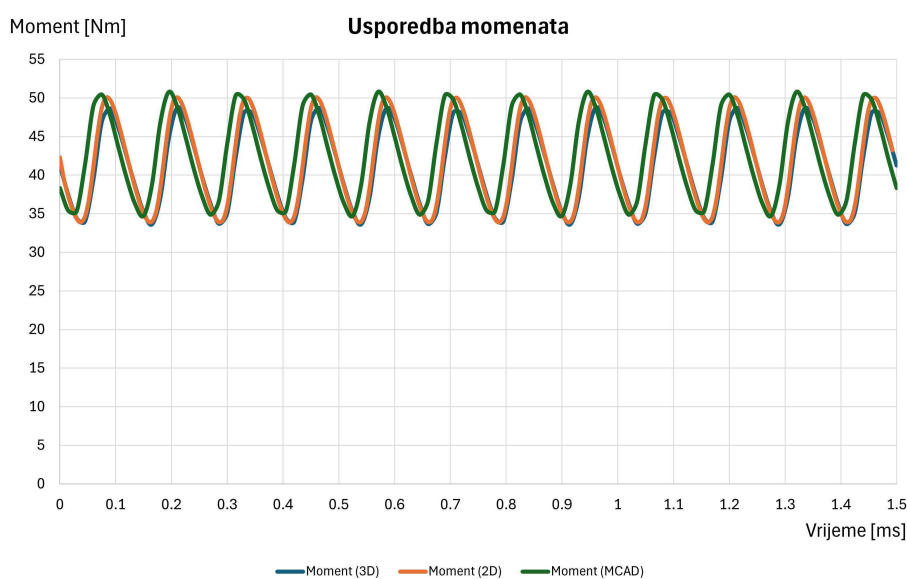
Srednja vrijednost momenta	207 Nm
Pulsacije momenta	6.36 %
Efektivna vrijednost inducirano napona	341.8 V
Gubici u željezu statora	961.6 W
Gubici u željezu rotora	2.85 W
Gubici u magnetima	752.7 W
Gubici u bakru	21.91 kW

Tablica 6.4. Usporedba rezultata na 4000 o/min

	Maxwell 2D	Motor-CAD	Faktor gubitaka
Gubici u magnetima	752.7 W	144.8 W	5.2
Gubici u željezu statora	961.6 W	447.3 W	2.15
Gubici u željezu rotora	2.85 W	1.79 W	1.6

6.2.3. Brzina vrtnje 20000 o/min

Na ovoj brzini vrtnje motor treba razvijati snagu definiranu zahtjevima na performanse, uz efektivnu linijsku struju 50.26 A i napon istosmjernog međukruga 800 V. Kut faznog prethođenja postavljen je na vrijednost 70.77° prema vrijednosti izračunate radne točke koristeći Ansys Motor-CAD. Usporedba valnog oblika momenta motora za slučaj simulacija korištenjem Ansys Motor-CAD i Ansys Maxwell programskih alata dana je slikom 6.11.



Slika 6.11. Usporedba valnih oblika momenta na brzini vrtnje 20000 o/min

Podaci o srednjoj vrijednosti momenta, pulsacijama momenta, efektivnoj vrijednosti inducirano napona te gubicima na radnoj točki 20000 o/min dani su tablicom 6.5. Tablica 6.6. prikazuje izračunate faktore gubitaka za brzinu 20000 o/min.

Tablica 6.5. Rezultati simulacije radne točke na 20000 o/min

Srednja vrijednost momenta	41.74 Nm
Pulsacije momenta	38.8 %
Efektivna vrijednost inducirano napona	317.4 V
Gubici u željezu statora	376.1 W
Gubici u željezu rotora	1.34 W
Gubici u magnetima	1762.6 W
Gubici u bakru	2532.4 W

Tablica 6.6. Usporedba rezultata na 20000 o/min

	Maxwell 2D	Motor-CAD	Faktor gubitaka
Gubici u magnetima	1762.6 W	553.2 W	3.19
Gubici u željezu statora	376.1 W	284 W	1.32
Gubici u željezu rotora	1.34 W	2.13 W	0.63

6.2.4. Korekcija faktora gubitaka

Prema tablicama s izračunatim faktorima gubitaka dobiveni su sljedeći rasponi vrijednosti:

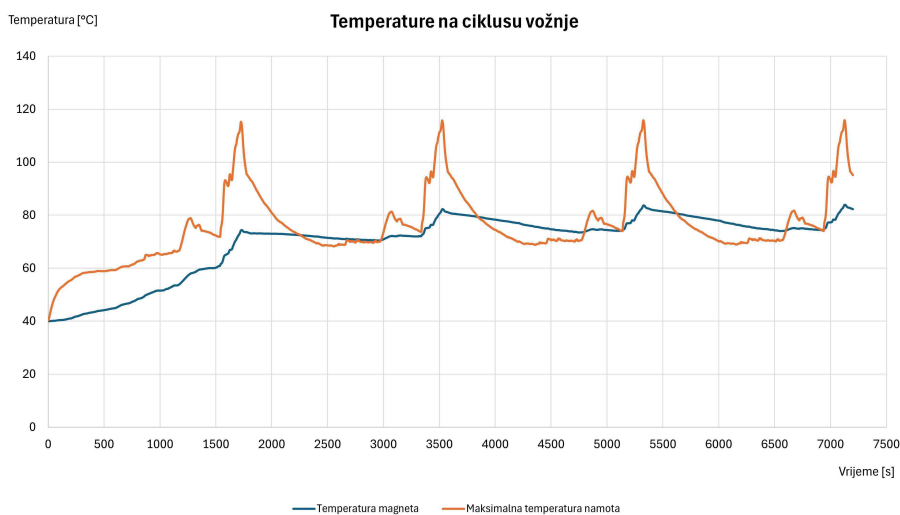
- faktor gubitaka u magnetima: 3.19 - 5.85,
- faktor gubitaka u željezu statora: 1.32 - 2.71,
- faktor gubitaka u željezu rotora: 0.63 - 1.6,

pri čemu su niži faktori na višim brzinama vrtnje. Budući da su gubici u željezu statora i rotora veći pri nižim brzinama, zanemareni su faktori na brzini 20000 o/min pa usrednjena vrijednost faktora gubitaka u željezu statora iznosi 2.43, a faktor gubitaka u željezu rotora 1.6. Faktor gubitaka u magnetima izračunat je kao srednja vrijednost svih triju vrijednosti te iznosi 4.75 što znači da će na višim brzinama faktor griješiti, ali će služiti kao sigurnosni faktor. Također, dodat će se 8 aksijalnih segmenata magneta kako bi se smanjili gubici u magnetima na visokim brzinama vrtnje (faktor gubitaka smanji se na 2.33).

6.3. Toplinske simulacije

Cilj toplinskih simulacija je analiza temperatura pojedinih dijelova stroja na ciklusu vožnje koji se ponavlja određeni broj puta (tako da se dostigne stacionarno stanje) i u trajnom radu kako bi se kreirale anvelope momenta i snage motora u trajnom radu. U slučaju da rezultati ne budu zadovoljavajući bit će potrebno korigirati parametre vodeno hlađenog kućišta ili geometriju motora.

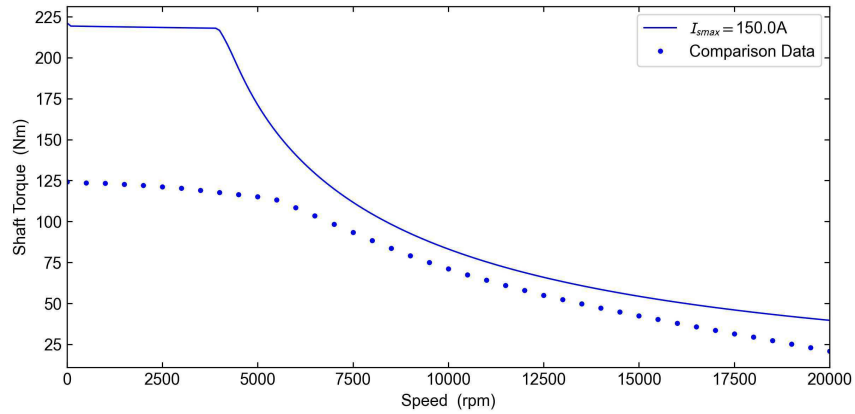
Simulirano je 4 WLTP3 ciklusa, ukupnog trajanja 7200 s. Dobiven je graf temperature magneta i vršne temperature namota statora prikazan slikom 6.12. Zaključuje se da električni motor neće imati problema s hlađenjem na simuliranom ciklusu vožnje.



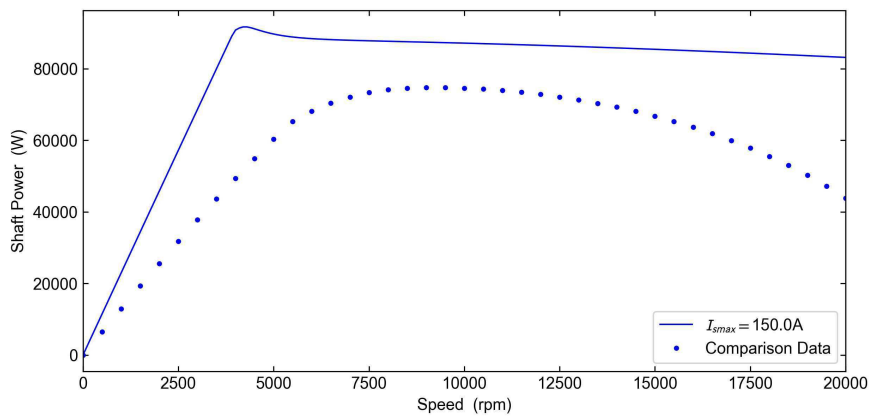
Slika 6.12. Simulacija temperatura na WLTP3 ciklusu

Također, simuliran je trajni rad motora na brzinama vrtnje do 20000 o/min pri čemu je temperatura namota ograničena na 200 °C i temperatura magneta na 170 °C. Zahtijevano je 60 % vršnog momenta na brzini 500 o/min te 60 % vršne snage na brzini 20000 o/min. Na slikama 6.13. i 6.14. punom crtom označeni su vršni moment i snaga, a točkastom crtom moment i snaga u trajnom radu. Zaključuje se da motor zadovoljava uvjet na trajni moment, no ne zadovoljava uvjet na trajnu snagu. Trajna snaga na visokim brzinama uvjetovana je temperaturom magneta što znači da je za ostvarivanje viših iznosa snage potrebno dodatno segmentirati magnete na rotoru te tako smanjiti gubitke u magnetima. Usporedba trajne snage uz 8 i 20 aksijalnih segmenata dana je slikom 6.15.

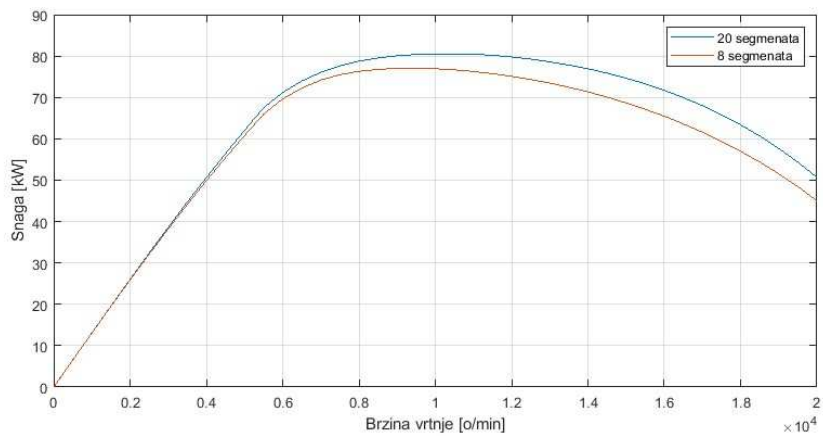
Iz simulacija se zaključuje da s 20 aksijalnih segmenata temperatura magneta nije problematična, već temperatura namota stroja. Maksimalna snaga koju stroj može razvijati iznosi 50.6 kW što je unutar 5 % razlike od zahtijevane vršne snage.



Slika 6.13. Vršni moment i moment u trajnom radu



Slika 6.14. Vršna snaga i snaga u trajnom radu



Slika 6.15. Utjecaj segmenata magneta na trajnu snagu

7. Model s hairpin namotom

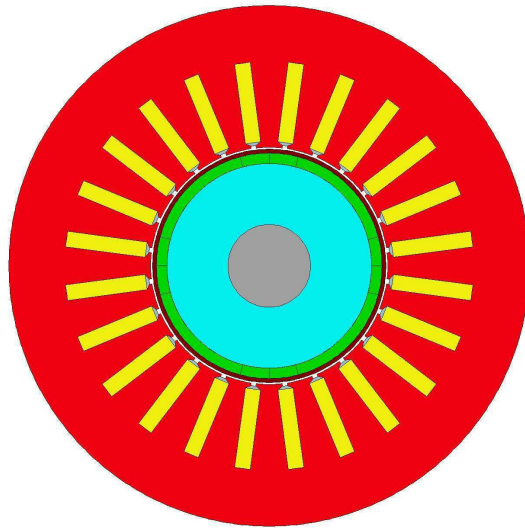
Cilj je provjeriti može li se zamijeniti konvencionalni usipni namot s hairpin namotom. Budući da Motor-CAD ne dopušta kreiranje valovitog šestfaznog hairpin namota, potrebno je promijeniti namot u trofazni i dvostruko povećati struju armature kako bi se dobile vrijednosti snage i momenta koje približno odgovaraju šestfaznom motoru. Ovo poglavlje služi isključivo za prikaz razvijene sheme i izgleda hairpin namota te kao usporedba s optimalnim dizajnom koji ima usipni namot.

Optimalni model je modificiran tako da je utor paralelan kako bi se mogli smjestiti pravokutni vodiči. Broj aksijalnih segmenata i faktori gubitaka u magnetima i željezu su ostavljeni na jednakim vrijednostima, promijenjen je faktor AC gubitaka na vrijednost 1. Broj vodiča spojenih serijski kod šestfaznog namota iznosio je 88, prema formuli

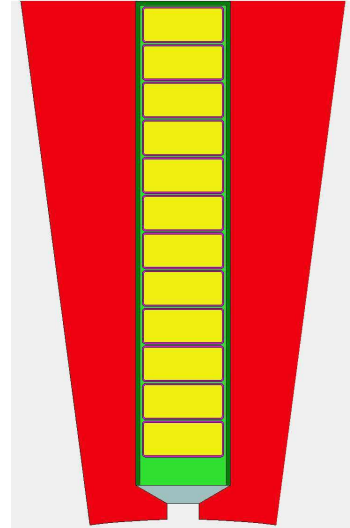
$$N_{v,serijski} = q \cdot 2p \cdot N_{slojeva}, \quad (7.1)$$

broj vodiča spojenih u seriju uz 12 slojeva iznosi 96. Dimenzije vodiča postavljene su tako da zauzimaju smislenu površinu unutar utora. Slikom 7.1. prikazani su presjek motora koji ima paralelne utore i slojevi vodiča hairpin namota u utoru, a kreirana razvijena shema namota slikom 7.2.

Izvršeni su izračuni koji služe za kreiranje vršnih karakteristika snage i momenta motora te izračuni za performanse motora u trajnom radu. Usporedbe vršnih karakteristika i karakteristika motora u trajnom radu dane su slikama 7.3. i 7.4.

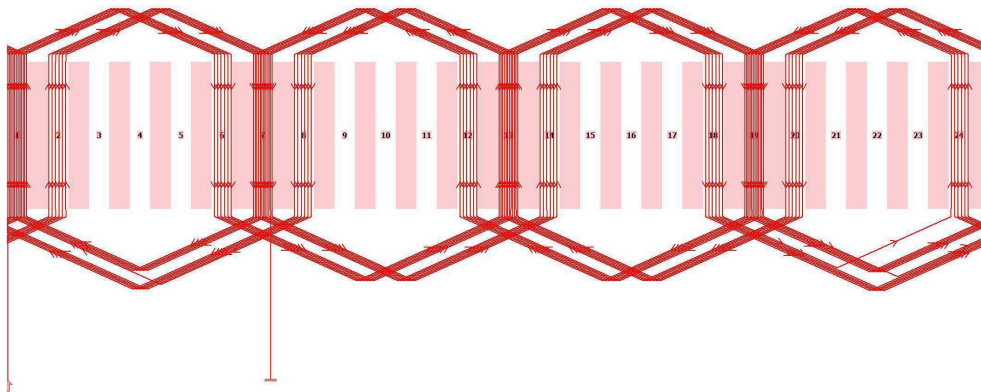


(a) Presjek motora s paralelnim utorima

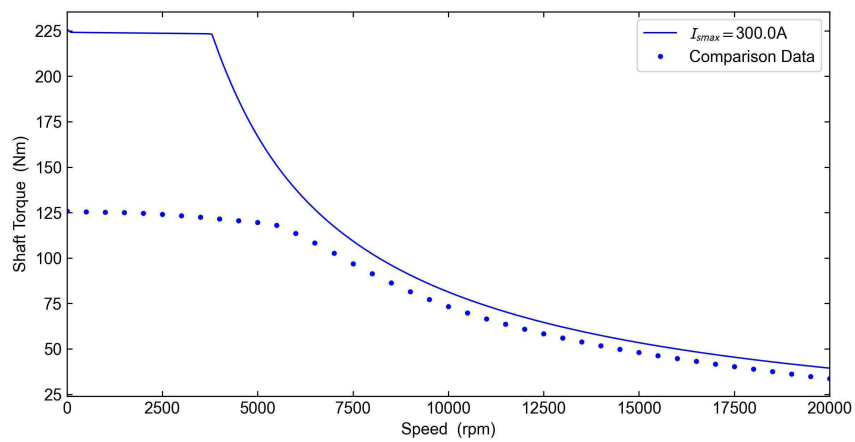


(b) Slojevi vodiča u utoru

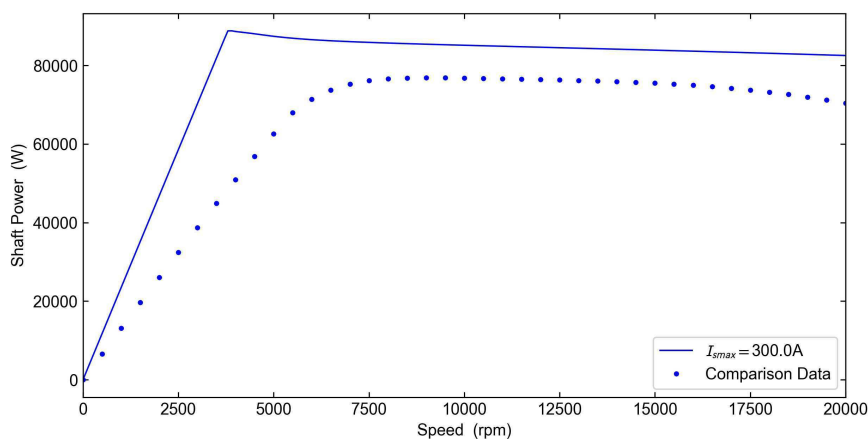
Slika 7.1. Radijalni presjek motora i statorski utor motora s hairpin namotom



Slika 7.2. Razvijena shema prve faze hairpin namota

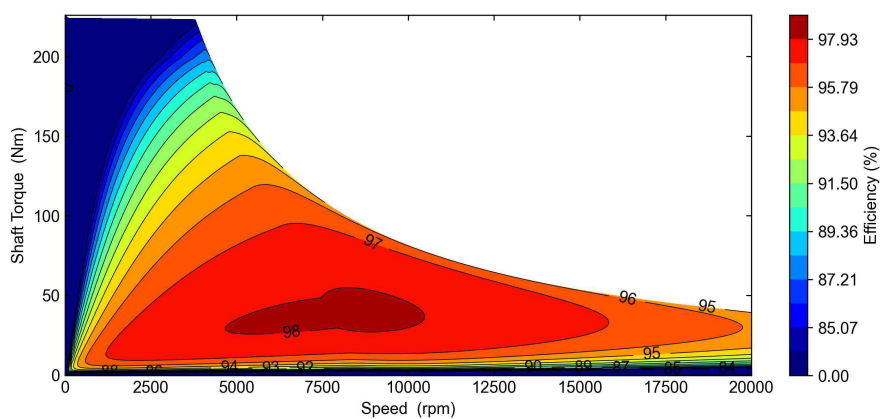


Slika 7.3. Vršni moment i moment u trajnom radu



Slika 7.4. Vršna snaga i snaga u trajnom radu

Prema prethodnim slikama zaključuje se da karakteristike vršnog momenta i vršne snage ne odstupaju značajno od karakteristika motora s usipnim namotom. Karakteristike u trajnom radu (označene točkasto) daju bolje performanse na visokim brzinama vrtnje, dok su na niskim brzinama gotovo jednake. Mapa korisnosti motora s hairpin namotom prikazana je slikom 7.5. Vidljive su razlike u korisnosti, pri čemu su korisnosti veće za slučaj hairpin namota.



Slika 7.5. Mapa korisnosti modela s hairpin namotom

8. Dimenzioniranje baterijskog paketa

Cilj je dimenzionirati baterijski paket koji će imati doomet 500 km prema gubicima izračunatima na WLTP3 ciklusu. Iz ukupne energije predane motoru i energije dobivene generatorskim kočenjem dobije se energija utrošena na WLTP3 ciklusu:

$$E_{WLTP3} = E_{el,uk} - E_{koc,gen}, \quad (8.1)$$

nakon čega se računa srednja potrošnja energije na WLTP3 ciklusu:

$$\bar{E} = \frac{E_{WLTP3}}{s_{WLTP3}}, \quad (8.2)$$

gdje s_{WLTP3} predstavlja duljinu WLTP3 ciklusa. Ukupna energija baterijskog paketa za pogon električnog motora računa se kao umnožak traženog dometa i srednje potrošnje energije:

$$E_{bp,uk} = D_{uk} \cdot \bar{E}. \quad (8.3)$$

Prethodne vrijednosti dane su tablicom 8.1., no one vrijede samo za pogonski motor. Prema [26] gubici dodatnih sustava mogu iznositi do 50 % energije potrebne za pogonski dio električnog vozila. Prema tome, potrebna energija baterijskog paketa izračunata za pogonski dio skalira se s faktorom 1.5.

Tablica 8.1. Izračunata energija baterijskog paketa

D_{uk}	500 km
s_{WLTP3}	23.27 km
E_{WLTP3}	2434.5 Wh
\bar{E}	104.6 Wh/km
$E_{bp,uk}$	78.5 kWh

Uz pretpostavljenu energiju baterijskog paketa koja iznosi 78.5 kWh, poznati napon baterijskog paketa i poznat tip ćelije može se izračunati broj serijski spojenih ćelija, broj paralelno spojenih ćelija i ukupna masa ćelija. Odabrane su ćelije Samsung INR21700-50S čiji su osnovni podaci dani tablicom 8.2., a ostatak podataka moguće je pronaći na [27].

Tablica 8.2. Podaci odabrane baterijske ćelije

Kapacitet ćelije	5 Ah
Nazivni napon ćelije	3.6 V
Minimalni napon ćelije	2.5 V
Maksimalni napon ćelije	4.2 V
Dozvoljena struja pražnjenja ćelije	25 A
Dozvoljena struja punjenja ćelije	6 A
Masa ćelije	70 g

Broj serijski spojenih ćelija računa se kao:

$$N_s = \left\lceil \frac{U_{bp}}{U_c} \right\rceil, \quad (8.4)$$

gdje je U_{bp} napon baterijskog paketa, a U_c napon baterijske ćelije. Zgrade predstavljaju tzv. ceil funkciju koja zaokružuje rezultat na veću cjelobrojnu vrijednost.

Nakon toga računa se broj paralela baterijskog paketa prema:

$$N_p = \left\lceil \frac{E_{bp,uk}}{N_s \cdot U_c \cdot C_c} \right\rceil, \quad (8.5)$$

gdje je $E_{bp,uk}$ ukupna energija baterijskog paketa zadana u Wh i C_c kapacitet ćelije u Ah.

Ukupan broj ćelija u baterijskom paketu računa se kao umnožak paralela i serijski spojenih baterijskih ćelija. Izračunati podaci zajedno s ukupnom masom ćelija dani su tablicom 8.3.

Tablica 8.3. Broj ćelija i masa ćelija

Broj serijski spojenih ćelija	250
Broj paralela	18
Ukupni broj ćelija	4500
Masa ćelija	315 kg

Prema prethodno izračunatim podacima moguće je izračunati minimalni napon baterijskog paketa koji iznosi 625 V, maksimalni napon koji iznosi 1050 V, maksimalnu struju punjenja koja iznosi 108 A i maksimalnu struju pražnjenja koja iznosi 450 A.

9. Zaključak

Konvencionalni trofazni namoti električnih strojeva mogu se zamijeniti šestfaznim namotima za primjene gdje je potrebna redukcija mase, odnosno povećanje gustoće momenta i snage kao što je slučaj u automobilskoj industriji. Zadnjih godina popularizira se korištenje tzv. hairpin namota čije su prednosti nad usipnim namotom povećan faktor punjenja, poboljšano hlađenje, kraće glave namota i jednostavnija proizvodnja.

Primjena optimizacijskih postupaka važna je u svim područjima znanosti, pa tako i za projektiranje električnih strojeva za određenu primjenu. Posljednjih godina populariziran je pristup optimizacije temeljene na metamodelima koja na temelju uzorkovanog prostora definiranog ulaznim varijablama kreira metamodele optimalne prognoze. Metamodel je ustvari model modela i kao takav ne može biti u potpunosti točan. Prema tome, razumno je očekivati odstupanja u odnosu na optimizacijski postupak koji se temelji na simulacijama metodom konačnih elemenata. Međutim, vrijeme potrebno za optimizaciju korištenjem metamodela mnogostruko je kraće. Za velik broj ulaznih varijabli i velik broj postavljenih uvjeta i ciljeva preporučuje se korištenje optimizatora temeljenog na evolucijskom algoritmu. Po završetku optimizacije potrebno je validirati optimalne dizajnovne s Pareto fronte koristeći Ansys Motor-CAD budući da metamodeli nisu u potpunosti točni.

Za pogon električnog vozila razmatrane su tri topologije: topologija s Halbach poljem magneta, Embedded Breadloaf topologija i Interior V topologija. Prema rezultatima optimizacija zaključuje se da topologija s Halbach poljem magneta daje najtočnije metamodele s relativno malim brojem dizajnova za uzorkovanje prostora. Također, optimalni dizajn topologije s Halbach poljem magneta ima najpovoljnije vršne krivulje momenta i snage za pogon električnog vozila.

Nad Halbach topologijom provedena je optimizacija koja uzima u obzir i ograničenja na trajni rad električnog motora. Optimalni dizajn potrebno je modificirati tako da se zaštite magneti od odljepljivanja s rotora te nakon toga odrediti korekcijske faktore gubitaka u magnetima i željezu te postaviti točan faktor AC gubitaka u armaturnom namotu.

Iz simulacija napreznja rotora zaključeno je da ne postoji rizik od odljepljivanja, odnosno pucanja magneta na mjestu zaklinjenja do iznosa faktora adhezije koji iznosi 0.005. Simulacijama u Ansys Maxwell programskom alatu uspoređeni su gubici u željezu i magnetima koristeći 2D i 3D metodu konačnih elemenata. Prema tim gubicima korigirani su faktori gubitaka i izvršene su toplinske simulacije koristeći Ansys Motor-CAD. Iz toplinskih simulacija zaključeno je da ne postoji rizik od pregrijavanja namota i magneta na WLTP3 ciklusu vožnje. Također, iz simulacija trajnog rada električnog motora zaključeno je da ovaj modificirani dizajn zadovoljava sve postavljene uvjete.

Kao primjer modeliranja hairpin namota modificiran je optimalni dizajn kojemu je umjesto usipnog namota stavljen hairpin namot. Budući da Ansys Motor-CAD ne može kvalitetno kreirati šestfazni hairpin namot, kreiran je trofazni hairpin namot s dvostruko većom strujom armaturnog namota kako bi se dobile slične performanse kao kod asimetričnog šestfaznog motora. Potrebno je napomenuti da u slučaju asimetričnog šestfaznog namota ovaj pristup nije u potpunosti točan zbog faznog pomaka koji iznosi 30° električnih, za razliku od simetričnog šestfaznog namota za koji je ovaj pristup točan. Prema izvršenim simulacijama vršnog momenta i snage motora te snage i momenta motora u trajnom radu zaključeno je da stroj s hairpin namotom daje bolje performanse u trajnom radu na visokim brzinama vrtnje. Također, prema usporedbi mapi korisnosti, hairpin namot rezultira većom korisnošću.

Iz performansi na WLTP3 ciklusu optimalnog dizajna s usipnim namotom određena je potrebna energija baterijskog paketa te prema tome i masa baterijskog paketa potrebna za pogonski dio i pomoćne sustave. Energija potrebna za pomoćne sustave može iznositi i do 50 % energije potrebne za pogonski dio električnog vozila.

Zaključno, optimizacijski postupci postaju nužni u gotovo svakom području tehnike i znanosti. Kod projektiranja električnih strojeva za neku primjenu optimizacijski postupci temeljeni na metamodelima daju dovoljno točne rezultate u relativno kratkom vremenu. Također, inženjer može brzo doći do novih optimalnih dizajnova čak i kada se zahtjevi promijene, što je vrlo čest slučaj u praksi.

Literatura

- [1] A. Loganayaki i R. B. Kumar, “Permanent magnet synchronous motor for electric vehicle applications”, u *2019 5th International Conference on Advanced Computing & Communication Systems (ICACCS)*, 2019., str. 1064–1069. <https://doi.org/10.1109/ICACCS.2019.8728442>
- [2] K. Zhang, H. Kojabadi, P. Wang, i L. Chang, “Modeling of a converter-connected six-phase permanent magnet synchronous generator”, 12 2005., str. 1096 – 1100. <https://doi.org/10.1109/PEDS.2005.1619851>
- [3] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, i O. Pyrhonen, “Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters”, 06 2012., str. 741–747. <https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2012.6264448>
- [4] P. Shams Ghahfarokhi, A. Podgornovs, A. Cardoso, A. Kallaste, A. Belahcen, i T. Vaimann, “Hairpin windings for electric vehicle motors: Modeling and investigation of ac loss-mitigating approaches”, *Machines*, sv. 10, 11 2022. <https://doi.org/10.3390/machines10111029>
- [5] Infineon, https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/silicon-carbide/modules/ff08mr12w1ma1_b11a/, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].
- [6] Wikipedia, [https://en.wikipedia.org/wiki/Grade_\(slope\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Grade_(slope)), [mrežno; stranica posjećena: ožujak 2024.].
- [7] Waelholz, <https://www.waelzholz.com/en/steel-materials/electrical-steel-strip/no-grades.html>, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].

- [8] U.S. Department of Energy, <https://www.energy.gov/eere/amo/articles/si-al-cr-mn-alloy-high-specific-resistivity>, [mrežno; stranica posjećena: ožujak 2024.].
- [9] Thyssenkrupp, https://www.thyssenkrupp-steel.com/media/content_1/publikationen/produktinformationen/powercore_no/thyssenkrupp_powercore_020-130y320_product_information_steel_en.pdf, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].
- [10] Arnold Magnetic Technologies, <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N42UH-151021.pdf>, [mrežno; stranica posjećena: ožujak 2024.].
- [11] Z. Hanić i D. Žarko, predavanja iz kolegija "Generatori i transformatori".
- [12] S. Stipetić i D. Žarko, predavanja iz kolegija "Projektiranje električnih strojeva i transformatora".
- [13] LASERAX, <https://www.laserax.com/blog/hairpin-motor>, [mrežno; stranica posjećena: svibanj 2024.].
- [14] Ansys, motor-CAD upute.
- [15] Electrical4U, <https://www.electrical4u.com/skin-effect-in-transmission-lines/>, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].
- [16] A. Selema, K. B. Tawfiq, M. N. Ibrahim, i P. Sergeant, "Winding loss suppression in inverter-fed traction motors via hybrid coil materials and configurations", *Applied Sciences*, sv. 13, br. 20, 2023. <https://doi.org/10.3390/app132011429>
- [17] K&J Magnetics, <https://www.kjmagnetics.com/blog.asp?p=halbach-arrays>, [mrežno; stranica posjećena: ožujak 2024.].
- [18] S. Singh, "Challenges in halbach array permanent magnet motor design", <https://www.linkedin.com/pulse/article-challenges-halbach-array-permanent-magnet-motor-sumeet-singh/?trackingId=P%2BAN9yjuRRGFaE7kw7zyjw%3D%3D>, [mrežno; stranica posjećena: ožujak 2024.].
- [19] ARENAEV, https://www.arenaev.com/comparison_of_nedc_epa_and_wltp_cycles-news-419.php, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].

- [20] WLTP Facts, <https://www.wltpfacts.eu/from-nedc-to-wltp-change/>, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].
- [21] A. Saltelli, *Global Sensitivity Analysis: The Primer*. John Wiley & Sons, siječanj 2008.
- [22] J. Will i T. Most, “Metamodel of optimized prognosis (mop) -an automatic approach for user friendly parameter optimization”, 11 2009. <https://doi.org/10.13140/2.1.4946.9122>
- [23] Wikipedia, <https://en.wikipedia.org/wiki/OptiSLang>, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].
- [24] J. Blank, <https://towardsdatascience.com/an-introduction-to-genetic-algorithms-the-concept-of-biological-evolution-in-optimization-fc96e78fa6db>, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].
- [25] Wikipedia, https://en.wikipedia.org/wiki/Pareto_front, [mrežno; stranica posjećena: travanj 2024.].
- [26] I. Evtimov, R. Ivanov, i M. Sapundjiev, “Energy consumption of auxiliary systems of electric cars”, *MATEC Web of Conferences*, sv. 133, str. 06002, 01 2017. <https://doi.org/10.1051/mateconf/201713306002>
- [27] IMR batteries, <https://www.imrbatteries.com/samsung-50s-21700-5000mah-25a-battery/>, [mrežno; stranica posjećena: svibanj 2024.].

Sažetak

Optimizacija šestfaznog sinkronog motora s permanentnim magnetima za pogon električnog vozila temeljena na metamodelima

Karlo Matić

Pri projektiranju električnih motora potrebno je razraditi elektromagnetski, mehanički i toplinski dizajn. Potrebno je pronaći dizajn električnog motora koji će imati željene karakteristike i zadovoljiti postavljene ciljeve, odnosno ograničenja. Prema tome, nameće se upotreba optimizacijskih postupaka kao alat za projektiranje električnih motora. Metamodeliranje je relativno novi pristup optimizaciji koji je višestruko brži od konvencionalnih pristupa parametarske optimizacije. Metamodeli nisu u potpunosti točni, što se definira koeficijentom prognoze, zbog čega se generirani optimalni dizajnovi validiraju korištenjem Ansys Motor-CAD programskog alata. Metoda temeljena na metamodelima započinje analizom osjetljivosti prostora definiranog ulaznim varijablama, nakon čega slijedi generiranje metamodela optimalne prognoze koji najbolje opisuju izlazne veličine. Razmatrane su tri topologije rotora koje će biti optimizirane korištenjem Ansys optiSLang programskog alata koji s pomoću Python skripti upravlja radom Ansys Motor-CAD programskog alata. Po završetku optimizacija, optimalni dizajn za pogon električnog vozila validiran je korištenjem Ansys Maxwell programskog alata za elektromagnetske simulacije te korištenjem Ansys Motor-CAD programskog alata za toplinske i mehaničke simulacije.

Ključne riječi: šestfazni električni motor, pogonski električni motor, višeciljna optimizacija, metamodeliranje, Ansys Motor-CAD, Ansys optiSLang, Ansys Maxwell

Abstract

Metamodel-based optimisation of six-phase synchronous motor with permanent magnets for automotive application

Karlo Matic

When designing an electric motor, it is necessary to consider the electromagnetic, mechanical, and thermal aspects. It is necessary to find the design of an electric motor that will have the desired characteristics and meet the set goals and limitations. Therefore, optimization procedures for the design of electric motors are imposed. Metamodeling is a relatively new optimization approach that is much faster than conventional parametric optimization approaches. The metamodels are not completely accurate, which is defined by the Coefficient of Prognosis. Hence, the generated optimal designs must be validated using Ansys Motor-CAD. The metamodel-based method begins with sensitivity analysis of the input variable space, followed by the generation of Metamodel of Optimal Prognosis, which describes the output quantities. Three rotor topologies were considered and will be optimized using Ansys optiSLang, which controls the operation of Ansys Motor-CAD using Python scripts. Upon completion of the optimizations, the ideal design for the traction of the electric vehicle was validated using Ansys Maxwell for electromagnetic simulations and Ansys Motor-CAD for thermal and mechanical simulations.

Keywords: six-phase electric motor, traction electric motor, multi-objective optimization, Metamodel of Optimal Prognosis, Ansys Motor-CAD, Ansys optiSLang, Ansys Maxwell