

Hiter in natančen izračun dinamičnih obratovalnih stanj magnetno nasičenega sinhronskega stroja

Klemen Drobnič¹, Lovrenc Gašparin² in Rastko Fišer¹

¹Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Tržaška 25, 1000 Ljubljana, Slovenija

²MAHLE Electric Drives Slovenija, Polje 15, 5290 Šempeter pri Gorici, Slovenija

E-pošta: klemen.drobnic@fe.uni-lj.si

Povzetek. Sodobno konstruiranje električnih strojev temelji na intenzivni uporabi metode končnih elementov (MKE), ki zagotavlja natančen in zanesljiv izračun elektromagnetnih razmer v stroju. Največja pomanjkljivost MKE je njena računsko zahtevnost, zato se konstruktor največkrat omeji na magnetostatično analizo, medtem ko magnetodinamična analiza zaradi dolgega računskega časa največkrat ni opravljena. Ker mora sodobno konstruiranje poleg tipičnih zahtev po vrtilni hitrosti in navoru zaobjeti tudi specifične dinamične lastnosti stroja, postaja zanesljiv dinamični model sinhronskega stroja s trajnimi magneti (SSTM) sestavni del procesa. Dobro znani linearni dvoosni model SSTM je sicer računsko nezahteven, a praktično neuporaben za električne stroje z izrazito magnetno nelinearnostjo. V luči zmanjšanja računskega časa dinamičnih stanj in ohranitve kakovostnih rezultatov predlagamo uporabo nelinearnega dvoosnega modela SSTM. Njegova parametrizacija temelji izključno na že obstoječih rezultatih magnetostatične analize in tako ne zahteva dodatnih izračunov z MKE. Primerjava predlaganega modela in meritev kaže na to, da so njegovi rezultati zanesljivi in zmožni predvidevanja dinamičnih obratovalnih stanj SSTM.

Ključne besede: modeliranje, sinhronski stroj s trajnimi magneti, metoda končnih elementov, električni pogon

Fast and accurate calculation of operating characteristics of the saturated synchronous machine

Modern design of electrical machines is based on an intensive use of Finite-Element Analysis (FEA) which ensures an accurate and reliable calculation of electromagnetic relations inside a machine. This strategy suffers from one major drawback, namely its relatively large computational demand. Therefore, the design procedure is limited to magnetostatic analysis only, whereas the demanding magnetodynamic analysis is not performed. Because modern design must take in consideration not only static but also specific dynamic demands, an accurate dynamic model of the permanent magnet synchronous machine (PMSM) is of great importance. Although the well-known linear two-axis PMSM model has a low computational demand, it is practically useless for the machines with a pronounced magnetic nonlinearity. In order to decrease the computational time and preserve accurate results, we propose to use a non-linear two-axis PMSM model. Its parametrization requires only results of magnetostatic analysis, therefore no additional calculations are required. A comparison of simulations and measurements confirms that the proposed model is capable of accurate predictions of various dynamic states.

Keywords: modelling, permanent magnet synchronous machine, finite-element analysis, electrical machine

1 UVOD

Sinhronski stroj s trajnimi magneti (SSTM) se odlikuje z visokim izkoristkom in kompaktnostjo ter je primeren

za uporabo v številnih aplikacijah, kot so industrijski servopogoni, robotika, vetrne elektrarne ipd. Tudi na hitro rastočem področju hibridnih in električnih vozil se je SSTM že doobra uveljavil, saj je postal prevladujoč tip vgrajenega električnega pogonskega stroja [1].

Čeprav glede na konstrukcijo obstajata dva tipa SSTM, je za traksijske aplikacije (npr. pogon električnih vozil) posebej zanimiv SSTM z notranje nameščenimi magneti, ki zagotavlja delovanje v širokem razponu vrtilne hitrosti. Takšno lastnost je mogoče doseči na račun močnega slabljenja magnetnega polja z magnetnim poljem statorskih tokov. Neizogibna posledica praktičnih konstrukcij tovrstnega stroja je izpostavljenost efektu nasičenja v železu, kar povzroči magnetno nelinearne razmere [2]. V nadaljevanju prispevka se bomo osredinili na ta tip SSTM.

Sodobno konstruiranje električnih strojev temelji na analizi elektromagnetnih razmer z metodo končnih elementov (MKE) [3]. Elektromagnetni model je ob upoštevanju specifične geometrije in lastnosti materialov zmožen natančno napovedati obratovalne lastnosti električnega stroja, zato mnogokrat ni več potrebe po dragi in zamudni izdelavi prototipov. Analiza z MKE je lahko magnetostatična ali magnetodinamična, to je odvisno od narave magnetnih veličin v modelu.

Resna pomanjkljivost MKE ostaja njena računsko zahtevnost, saj na primer magnetodinamična simulacija tipičnega prehodnega pojava na sodobni delovni postaji še vedno traja nekaj ur [4]. Vsako skrajšanje računskega

časa je zelo dobrodošlo, zato se počasi uveljavljajo alternativni postopki predvsem za izračun dinamičnih stanj (kratek stik, nenadna sprememba obremenitve) [5], [6].

V prispevku je opisan dinamični dvoosni model SSTM, parametriziran z rezultati predhodne magnetostatične analize. Tako dobljeni model zaobjema magnetno nelinearnost motorja, a obenem ohranja vse prednosti dvoosne predstavitve električnih strojev. S tem bistveno skrajšamo računski čas dinamičnih stanj in hkrati ohranimo zadovoljivo natančnost. Postopek načrtovanja novega stroja postane občutno hitrejši, saj konstruktorju omogoča hiter in celovit vpogled v obratovalne lastnosti SSTM.

2 MODELIRANJE SSTM

2.1 Splošne enačbe

Dinamično modeliranje električnih pogonov zahteva kompromis med kompleksnostjo fizikalnega opisa in računsko zahtevnostjo izvajanja modela. Dvoosna teorija, kjer elektromagnetna razmerja v električnem stroju opišemo s sistemom enačb v zgolj dveh ortogonalnih koordinatah (tj. dvoosnem koordinatnem sistemu), se je izkazala za nadvse uporabno in postala nepogrešljiva pri obravnavi električnih pogonov [7]. SSTM najpogosteje modeliramo v koordinatnem sistemu (KS), ki je poravnan z rotorskim magnetnim poljem, saj s tem zagotovimo najlažjo matematično obravnavo stroja tudi v primeru SSTM z izotropno magnetno strukturo (npr. SSTM z vgneženimi magneti). Vse izpeljave, ki sledijo, so veljavne za splošen SSTM.

V dvoosnem koordinatnem sistemu s perfektno orientacijo rotorskega polja velja vektorska napetostna enačba

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} + \mathbf{J}\omega_r \boldsymbol{\psi}_s, \quad (1)$$

kjer so $\mathbf{u}_s = [u_d \ u_q]^T$, $\mathbf{i}_s = [i_d \ i_q]^T$ in $\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_d \ \psi_q]^T$ dvokomponentni vektorji z realnimi elementi, definirani v rotorskem KS, R_s statorska upornost (skalar), ω_r rotorska električna hitrost in \mathbf{J} matrični ekvivalent imaginarni enoti j

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Elektromagnetni navor M_e je definiran kot vektorski produkt magnetnega sklepa in toka

$$M_e = \frac{3}{2} p_p (\boldsymbol{\psi}_s \times \mathbf{i}_s), \quad (2)$$

kjer je p_p število polovih parov. Dinamična enačba povezuje elektromagnetno in mehansko domeno

$$M_e - M_b = J \frac{d\omega_M}{dt}, \quad (3)$$

kjer je M_b bremenski navor, J vztrajnostni moment in ω_M rotorska mehanska hitrost. Enačbe (1), (2) in (3) so

splošno veljavne, ne glede na to, ali gre za magnetno linearni ali nelinearni stroj.

Za popoln matematični opis SSTM je treba definirati tudi zvezo med magnetnim sklepom in tokom

$$\boldsymbol{\psi}_s = f(\mathbf{i}_s), \quad (4)$$

ki je obenem kriterij za klasifikacijo modelov stroja v dve skupini. Linearen model je tisti, za katerega lahko (4) zapišemo kot afino funkcijo, sicer je model nelinearen. Vzroki magnetne (ne)linearnosti tičijo v specifičnih materialnih lastnostih železa in geometriji stroja, ki se v praksi najočitneje izrazijo kot magnetno nasičenje in kotna odvisnost navora. Ker je v traksijskih aplikacijah vztrajnostni moment razmeroma velik, je vpliv valovitosti navora na vožnjo ponavadi povsem zanemarljiv, zato se v sledeči analizi osredinjamo na vpliv magnetnega nasičenja na obratovalne lastnosti SSTM.

2.2 Linearni model

Če zanemarimo nasičenje, je sistem linearen in statorski magnetni sklep lahko izrazimo kot afino funkcijo statorskega toka

$$\boldsymbol{\psi}_s = f(\mathbf{i}_s) = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\psi}_R, \quad (5)$$

kjer je $\boldsymbol{\psi}_R = [\psi_R \ 0]^T$ konstantni vektor rotorskega magnetnega sklepa, definiran v rotorskem koordinatnem sistemu, in \mathbf{L}_s matrika induktivnosti z realnima elementoma $L_d = (\psi_d - \psi_R)/i_d$ in $L_q = \psi_q/i_q$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Matrika \mathbf{L}_s je diagonalna, zato zadosti osnovni predpostavki razklopljenega modela. Če vstavimo (5) v (1), ob upoštevanju $d\boldsymbol{\psi}_R/dt = 0$ dobimo napetostno enačbo

$$\mathbf{u}_s = (R_s \mathbf{I} + \mathbf{J}\omega_r \mathbf{L}_s) \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{J}\omega_r \boldsymbol{\psi}_R, \quad (7)$$

kjer je \mathbf{I} identična matrika 2×2 . Tako je dinamični model SSTM popoln, torej opisan z (7), (2), (3) in (5). Spremenljivka stanja v napetostni enačbi (7) je statorski tok, zato model imenujemo tokovni model (TM).

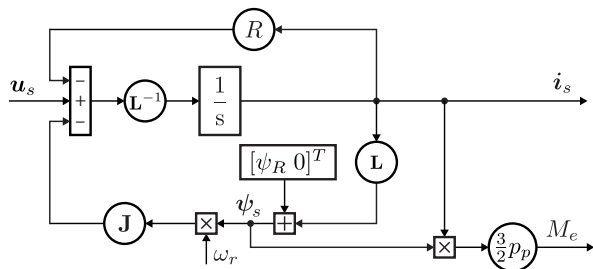
Opomba: Navorno enačbo (2) za linearni model lahko zapišemo tudi:

$$M_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_R i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (8)$$

Digitalna simulacija linearnega modela zahteva zapis napetostne enačbe v prostoru stanj $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$. Enačbo (7) zato preuredimo v

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{L}_s^{-1} [\mathbf{u}_s - (R_s + \mathbf{J}\omega_r \mathbf{L}_s) \mathbf{i}_s - \mathbf{J}\omega_r \boldsymbol{\psi}_R]. \quad (9)$$

Na sliki 1 je podana simulacijska oblika linearnega modela SSTM. Vidimo, da se v njem (slika 1) induktančna matrika pojavi dvakrat: prvič v inverzni obliki pred integratorjem za statorski tok in drugič neposredno pred seštevalnikom, ki določa statorski magnetni sklep. V obravnavi nelinearnega modela (podpoglavje 2.3) bomo videli, da je treba vpeljati dve kvalitativno različni matriki induktivnosti.



Slika 1: Blokovni diagram linearnega modela SSTM

2.3 Nelinearni model

Sodobna matematična orodja omogočajo optimizirano konstrukcijo električnega stroja, ki pogosto predvideva obratovalna stanja, v katerih je nasičenje železa nezamisljivo. Zato moramo dinamični model SSTM, razvit v predhodnem poglavju, predrugačiti tako, da bo čim boljše zaobjel vpliv magnetne nelinearnosti. Tako bodo simulacijski rezultati bistveno bolj zanesljivi in uporabni tako pri postopku načrtovanja stroja kot tudi predikcije njegovega obratovanja.

Primarna posledica magnetnega nasičenja je, da afina zveza med statorskimi tokom in magnetnim sklepom ne velja več. Kljub temu lahko zvezo (5) zapišemo tako, da eksplicitno poudarimo funkcijsko odvisnost induktančne matrike $L_s(i_s)$ in rotorskega magnetnega sklepa $\psi_R(i_s)$ od statorskega toka

$$\psi_s = f(i_s) = L_s(i_s)i_s + \psi_R(i_s). \quad (10)$$

Tako statorski tok ostane spremenljivka stanja. Prav tako je od statorskega toka odvisna tudi amplituda rotorskega magnetnega sklepa (10)

$$\psi_R = [\psi_R(i_s) \ 0]^T.$$

Enačba (10) posredno definira obliko induktančne matrike, in sicer

$$L_s(i_s) = (\psi_s - \psi_R)(i_s^{-1})^T = (\psi_s - \psi_R) \otimes i_s^{-1}, \quad (11)$$

kjer smo funkcijsko odvisnost od toka zaradi preglednosti izpustili. Diadni produkt zapišemo v komponentni obliki in dobimo matriko 2×2

$$L_s(i_s) = \begin{bmatrix} \frac{\psi_d - \psi_R}{i_d} & \frac{\psi_d - \psi_R}{i_q} \\ \frac{\psi_q}{i_d} & \frac{\psi_q}{i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd}(i_s) & L_{dq}(i_s) \\ L_{qd}(i_s) & L_{qq}(i_s) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

V kontekstu nelinearnega modeliranja električnih strojev matriko L_s imenujemo matrika navideznih induktivnosti. V nasprotju z (6) njeni elementi niso konstantni, temveč so odvisni od statorskega toka. Naslednja pomembna razlika je, da (6) ni diagonalna matrika, kar kaže na sklopljenost dinamičnega modela. Pri tem ugotovimo, da je sklopitev neposredna posledica nasičenja glavne magnetilne veje.

Če vstavimo (10) v (1), dobimo

$$u_s = (R_s + J\omega_r L_s)i_s + L_i \frac{di_s}{dt} + J\omega_r \psi_R, \quad (13)$$

kjer smo upoštevali

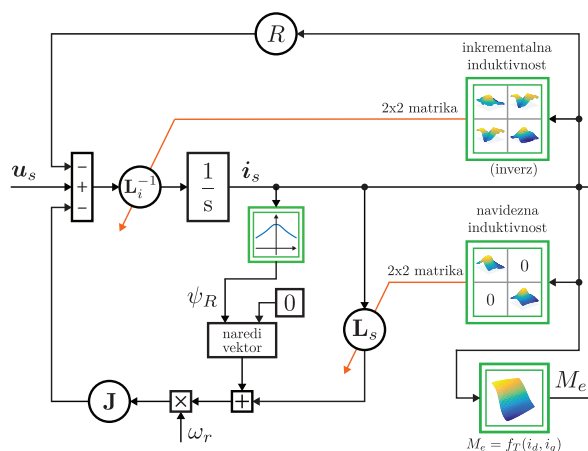
$$\frac{d\psi_s}{dt} = \frac{d\psi_s}{di_s} \frac{di_s}{dt} = L_i \frac{di_s}{dt}.$$

Matrika L_i je matrika inkrementalnih induktivnosti in je definirana z

$$L_i = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{dd}(i_s) & l_{dq}(i_s) \\ l_{qd}(i_s) & l_{dd}(i_s) \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Matriki navideznih in inkrementalnih induktivnosti se na splošno vedno razlikujeta ($L_s \neq L_i$), razen če je stroj linearen. To lahko enostavno preverimo tako, da vstavimo (5) v (14). SSTM je tako popolnoma opisan s štirimi enačbami (13), (10), (2), and (3).

Na sliki 2 je prikazana blokovna shema nelinearnega modela SSTM. Opazimo, da je struktura diagrama v primerjavi z linearnim modelom (slika 1) kompleksnejša. Najočitnejša razlika je pojav nelinearnih blokov (označeni z dvojnimi robovi), ki zaobjemajo vpliv spremenljivih parametrov stroja zaradi nasičenja železa. Bloki vsebujejo vpogledne tabele z interpolacijskimi funkcijami, ki jih uporabnik predhodno določi v postopku parametrizacije modela (več o postopku parametrizacije sledi v naslednjem poglavju). Vsak od dveh blokov zgoraj desno določa elemente matrik navidezne in inkrementalne induktivnosti glede na trenutno vrednost statorskega toka, kar je nakazano s poševno črto s puščico. Zaradi računske učinkovitosti je smiselno, da je matrika inkrementalnih induktivnosti že vnaprej podana v inverzni obliki, saj se tako izognemo nepotrebemu invertiranju med izvajanjem simulacijskega modela. Nelinearni blok v sredini ponazarja odvisnost amplitude rotorskega magnetnega sklepa od q -komponente statorskega toka. Izračun elektromagnetnega navora (spodaj desno) je prav tako podan v obliki vpogledne tabele, čeprav bi v prvem približku zadoščala tudi enačba (2).



Slika 2: Blokovni diagram nelinearnega modela SSTM

3 PARAMETRIZACIJA NELINEARNEGA MODELA

3.1 Magnetostatična simulacija z MKE

Nelinearni model SSTM lahko parametriziramo na dva načina: na podlagi magnetostatične analize ali s specifičnimi merilnimi postopki na izdelanem prototipu [2]. Če so na voljo natančni podatki o geometriji in magnetnih lastnostih stroja, je smiselno izhajati iz rezultatov magnetostatične analize. Tovrstno modeliranje je danes uveljavljeno, saj konstruktorju omogoča, da s simulacijami v različnih delovnih točkah pridobi temeljna elektromagnetna razmerja v stroju in predvidi njegove obratovalne lastnosti.

Parametrizacija predlaganega nelinearnega modela je zasnovana na seriji simulacij na obstoječem magnetostatičnem modelu, s čimer zajamemo razmerja med tokovi, magnetnimi sklepi in elektromagnetnim navorom. Najprej definiramo množico ekvidistančnih vrednosti statorskega toka v d - in q -osi v nekem smiselnem razponu

$$\mathbf{I}_d^{\text{orig}} = [I_{d1} \dots I_{dN}]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{I}_q^{\text{orig}} = [I_{q1} \dots I_{qN}]^T. \quad (16)$$

Potem iteracijski proces za vsako kombinacijo statorskega toka naredi magnetostatično analizo ter ob izteku kot rezultat vrne tri matrike

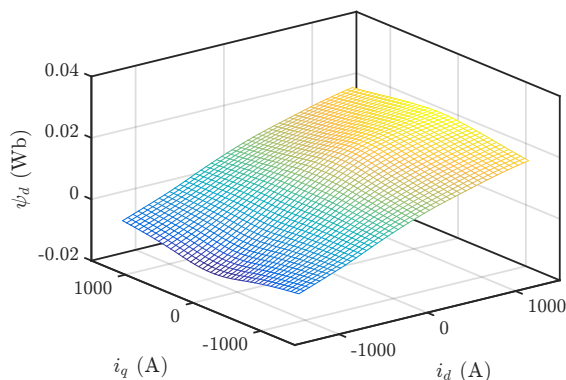
$$\Psi_d^{\text{orig}} = \begin{bmatrix} \Psi_{d11} & \dots & \Psi_{d1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi_{dN1} & \dots & \Psi_{dNN} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\Psi_q^{\text{orig}} = \begin{bmatrix} \Psi_{q11} & \dots & \Psi_{q1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi_{qN1} & \dots & \Psi_{qNN} \end{bmatrix} \quad (18)$$

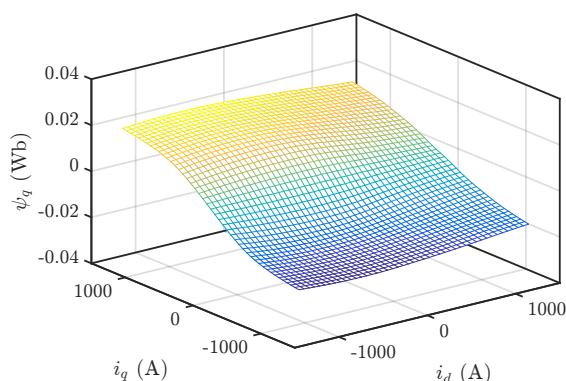
$$\mathbf{M}_e = \begin{bmatrix} M_{e11} & \dots & M_{e1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{eN1} & \dots & M_{eNN} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Matriki Ψ_d^{orig} in Ψ_q^{orig} imenujemo karakteristiki magnetnih sklepov v d - in q -osi, medtem ko matriko \mathbf{M}_e imenujemo karakteristika navora. Vsako od treh matrik lahko interpretiramo kot tabelo števil, odvisno od dveh indeksov i in j , ki ustrezajo vrednostim v izvornih vektorjih $\mathbf{I}_d^{\text{orig}}$ in $\mathbf{I}_q^{\text{orig}}$. Na primer, element Ψ_{d24} je vrednost statorskega magnetnega sklepa pri specifičnem statorskem toku $\mathbf{I}_d^{\text{orig}}(2)$ in $\mathbf{I}_q^{\text{orig}}(4)$.

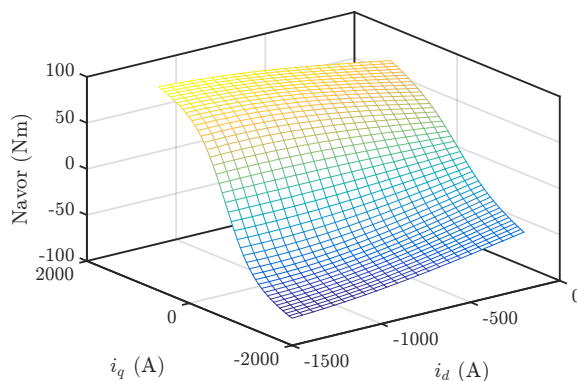
Sliki 3 in 4 prikazujeta izvorni karakteristiki magnetnih sklepov za motor z razmeroma izraženo nelinearostjo (tabela 1). Pri karakteristiki magnetnega sklepa v d -osi (slika 3) je izrazita ukrivljenost površine vzdolž d -osi posledica nasičenja glavne magnetne poti, medtem ko ukrivljenost vzdolž q -osi nakazuje na križni vpliv nasičenja. Slika 5 prikazuje karakteristiko navora, kjer je vpliv nelinearnosti pričakovano bolj izražen pri višjih statorskih tokovih.



Slika 3: Karakteristika magnetnega sklepa v d -osi



Slika 4: Karakteristika magnetnega sklepa v q -osi



Slika 5: Karakteristika elektromagnetnega navora

3.2 Parametrizacija

Potem ko so matrike Ψ_d^{orig} , Ψ_q^{orig} in \mathbf{M}_e izračunane za specifični stroj, določimo pripadajoče interpolacijske funkcije f_d , f_q in f_T

$$\psi_d = f_d(i_d, i_q), \quad (20)$$

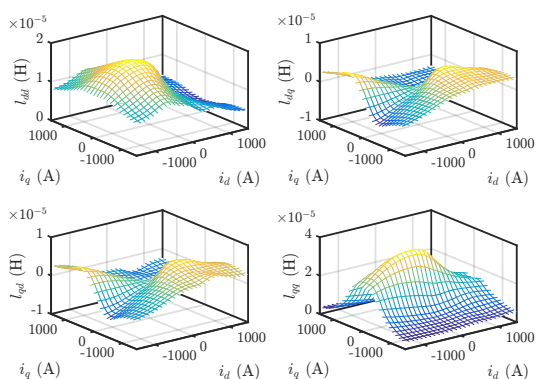
$$\psi_q = f_q(i_d, i_q), \quad (21)$$

$$\mathbf{M}_e = f_T(i_d, i_q), \quad (22)$$

ki jih potrebujemo za izračun matrik L_s in L_i^{-1} . Ker matrika L_i v dinamičnem modelu ne nastopa (glej sliko (2)), je boljše matriko L_i^{-1} kar pred tem izračunati

$$L_i^{-1} = \left(\begin{array}{cc} \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \end{array} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} & -\frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \\ -\frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

kjer smo uporabili formulo za inverz matrike 2×2 (14). Slika 6 prikazuje štiri elemente matrike inkrementalnih induktivnosti.



Slika 6: Elementi v matriki inkrementalne induktivnosti

Matrika navideznih induktivnosti L_s (en. (12)) ima vgrajeno pomanjkljivost, ki onemogoča enoznačno določitev vseh njenih elementov zgolj na podlagi predlagane magnetostatične analize, tj. matrik Ψ_d^{orig} in Ψ_q^{orig} . Na primer, prvi element v L_s

$$L_{dd}(i_d, i_q) = \frac{\psi_d(i_d, i_q) - \psi_R(i_d, i_q)}{i_d}$$

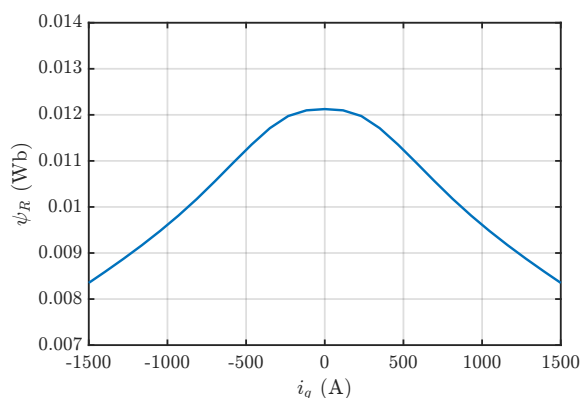
poleg statorskega magnetnega sklepa $\psi_d(i_d, i_q)$ zahteva tudi rotorski magnetni sklep $\psi_R = f_R(i_d, i_q)$, ki pa ni na voljo. Najpreprostejša rešitev bi bila, da ψ_R definiramo kot konstanto, tj. $\psi_R = f_d(0, 0)$, toda takrat vedno naletimo na singularnost pri toku $i_d = 0$. Statorski tok v q -osi namreč vpliva na statorski magnetni sklep v d -osi in ga nekoliko zmanjša. Zato je števec ulomka $\psi_d(0, i_q) - \psi_R$ različen od 0, kar ima za posledico singularnost za vse delovne točke, kjer je $i_d = 0$. Podoben razmislek lahko apliciramo tudi za element $L_{dq}(i_d, i_q)$, kjer je števec $\psi_d(i_d, 0) - \psi_R \neq 0$ za $i_q = 0$.

Zadovoljivo praktično rešitev dobimo tako, da v matriki L_s zanemarimo izvendiaagonalna elementa, ki poznarjata križno nasičenje,

$$L_s(i_s) = \begin{bmatrix} \frac{\psi_d - \psi_R}{i_d} & 0 \\ 0 & \frac{\psi_q}{i_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd}(i_s) & 0 \\ 0 & L_{qq}(i_s) \end{bmatrix}, \quad (24)$$

ter da definiramo rotorski magnetni sklep $\psi_R = f_d(0, i_q)$ kot eksplicitno funkcijo statorskega toka v q -osi. Sedaj lahko element L_{dd} izračunamo za vse mogoče kombinacije statorskih tokov, ne da bi zašli v singularnost

$$L_{dd}(i_d, i_q) = \frac{\psi_d(i_d, i_q) - \psi_d(0, i_q)}{i_d}. \quad (25)$$

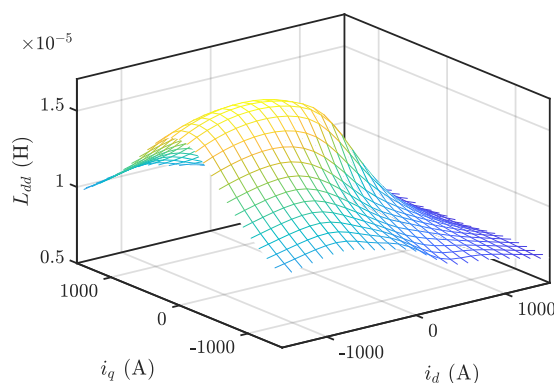


Slika 7: Rotorski magnetni sklep ψ_R v odvisnosti od statorskega toka v q -osi

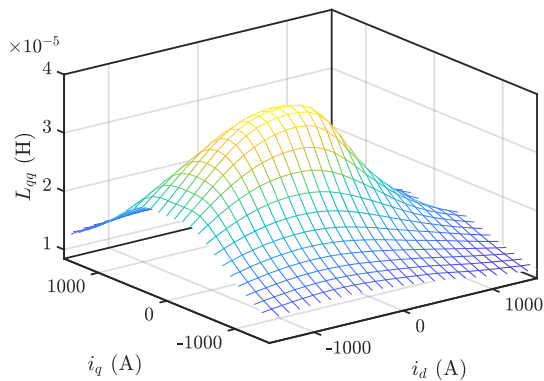
Slika 7 prikazuje odvisnost rotorskega magnetnega sklepa od statorskega toka v q -osi za konkreten SSTM. Amplituda rotorskega magnetnega sklepa je največja pri $i_q = 0$ in z naraščajočo absolutno vrednostjo navorne komponente statorskega toka pada. Vsako povečanje $i_q = 0$ namreč rahlo poveča nasičenje železa v smeri glavnega magnetenja. Magnetna upornost se zato poveča, kar rezultira v zmanjšani vrednosti rotorskega magnetnega sklepa.

Na sliki 8 vidimo prvi element matrike navideznih induktivnosti L_s , ki je izračunan v skladu s (25) in torej upošteva odvisnost rotorskega magnetnega sklepa. Opazimo, da je ploskev zvezna za vsako kombinacijo statorskih tokov, tudi v okolici $i_d = 0$.

Slika 9 prikazuje $L_{qq}(i_s)$, tj. zadnji element matrike navideznih induktivnosti L_s . Izračun $L_{qq}(i_s)$ je v nasprotju z $L_{dd}(i_s)$ preprost in ga določimo neposredno iz definicije v (24).



Slika 8: Element $L_{dd}(i_s)$ v matriki navidezne induktivnosti

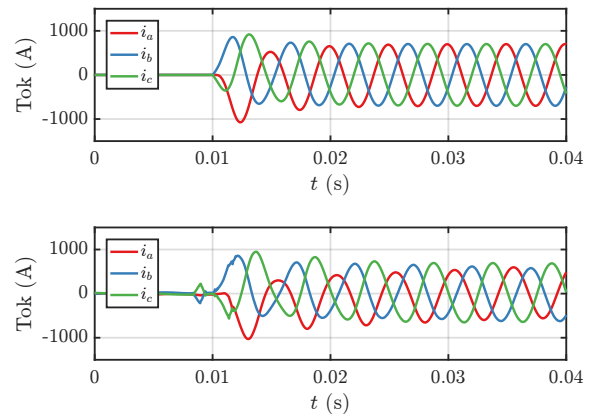
Slika 9: Element $L_{qq}(i_s)$ v matriki navidezne induktivnosti

4 OVREDNOTENJE NELINEARNEGA MODELA

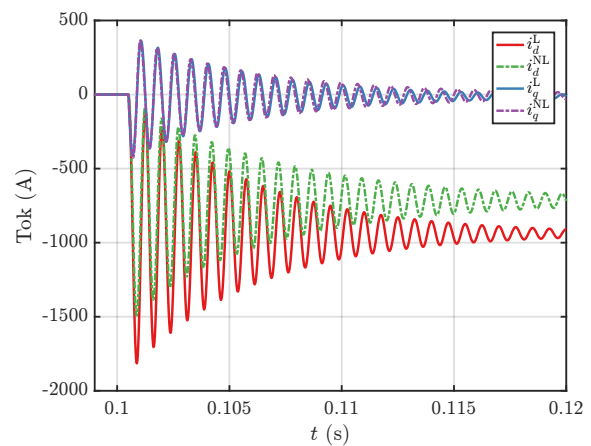
Pravilnost nelinearnega modela SSTM preverimo s preizkusom trifaznega kratkega stika, ki je sicer tipični merilni postopek sodobnih SSTM namenjenih za traksijske aplikacije. Tovrstni preizkus je posebej primeren za verifikacijo nelinearnih lastnosti, saj steče razmeroma velik statorski tok, ki stroj pahne v globoko nasičenje. Tako lahko ocenimo kakovost nelinearnega modela ravno v najbolj kritičnem obratovalnem stanju. Preizkus poteka tako, da rotor SSTM s tujim virom vrtimo s konstantno vrtilno hitrostjo, ko nenadno kratko sklenemo vsa statorska navitja. Po kratkem prehodnem pojavu se statorski tokovi ustalijo na konstantni amplitudi. Na sliki 10 je prikazan potek statorskih tokov tako za nelinearni model (zgoraj) kot za meritev (spodaj). Vidimo, da je ujemanje simulacijskih rezultatov nelinearnega modela z meritvijo zelo dobro. Sklenemo, da lahko nelinearni model z veliko gotovostjo uporabimo za predvidevanje obratovalnih lastnosti SSTM.

Zdaj, ko je pravilnost nelinearnega modela SSTM potrjena, preverimo, kolikšno je pravzaprav odstopanje linearnega modela. Najprej si pogledjmo simulacijo trifaznega kratkega stika, že opisanega zgoraj. Tokrat sta na sliki 11 primerjana statorska toka v dq koordinatah za oba modela. Ugotovimo, da je ujemanje navorne komponente i_q pravzaprav presenetljivo dobro. Večja razlika nastane pri magnetilni komponenti i_d , kjer tudi po končanem prehodnem pojavu ostane občutna razlika v enosmerni komponenti. Pomembna lastnost dobrega modela je sposobnost predvidevanja največje trenutne vrednosti statorskega toka, saj je to kritičen podatek za ustrezno dimenzioniranje trajnih magnetov. Kot vidimo, linearni model za približno 20% preceni amplitudo statorskega toka.

Poglejmo si še primerjavo delovanja linearnega in nelinearnega modela stroja v simulaciji reguliranega pogona. V simulacijskem modelu je uporabljen klasični regulacijski postopek: kaskadna regulacija vrtilne hitrosti in statorskega toka, nadgrajena z regulacijo slabljenja



Slika 10: Fazni tokovi ob simetričnem kratkem stiku: nelinearni model (zgoraj) in meritev (spodaj)

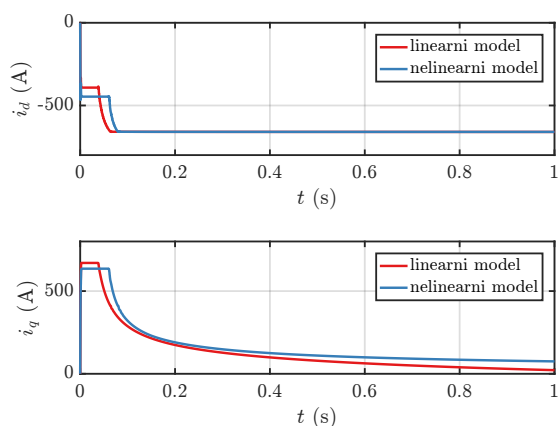


Slika 11: Primerjava linearnega (L) in nelinearnega (NL) modela ob simetričnem kratkem stiku

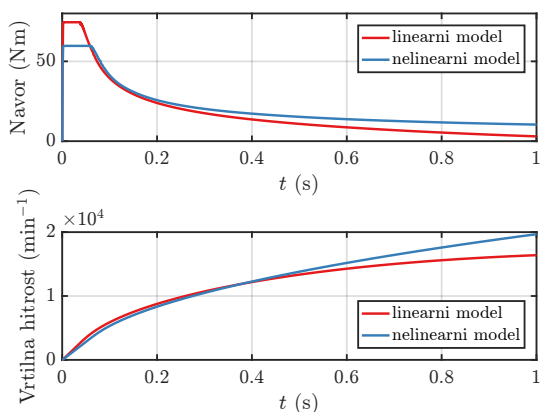
polja in s strategijo MTPA (Maximal Torque per Ampere). Na sliki 12 je prikazan potek statorskih tokov v koordinatah dq , medtem ko na sliki 13 vidimo potek elektromagnetnega navora in mehanske vrtilne hitrosti. Željeno vrtilno hitrost skočno spremenimo iz mirovanja na 20000 min^{-1} ter opazujemo izhodne veličine: statorske tokove v koordinatah dq (slika 12), elektromagnetni navor (slika 13 zgoraj) in vrtilno hitrost (slika 13 spodaj). Linearni model pri nizkih hitrostih predvidi znatno večji elektromagnetni navor, medtem ko je pri visokih hitrostih, v slabljenju polja, navor manjši kot pri nelinearnem modelu. Posebej opazno je odstopanje pri vrtilni hitrosti, kjer linearni model doseže bistveno nižjo končno vrtilno hitrost.

5 SKLEP

S predstavljenim nelinearnim modelom lahko bistveno natančneje napovemo dinamična obratovalna stanja SSTM, kot to omogoča linearni model. Ta prednost



Slika 12: Primerjava tokov v koordinatah dq ob pospeševanju v reguliranem pogonu za linearni in nelinearni model



Slika 13: Primerjava navora in vrtilne hitrosti ob pospeševanju v reguliranem pogonu za linearni in nelinearni model

je posebej očitna v tistih dinamičnih stanjih, kjer pridejo do izraza nelinearne lastnosti stroja. Na primer, napoved linearne modela za statorski tok v 3-faznem kratkem stiku odstopa tudi do 25 % od resnične vrednosti, medtem ko nelinearni model da povsem zadovoljiv rezultat, primerljiv z meritvami. V primerjavi z linearnim modelom je parametrizacija nelinearnega modela sicer zahtevnejša, a ker je ponavadi magnetostatični model na voljo, ni bistveno časovno potratnejša. Hiter in natančen izračun modela lahko s pridom izkoristimo na več ravneh: konstruktor v fazi razvoja, programer pri implementaciji regulacijskega algoritma in sistemski inženir pri simulaciji večjega sistema (npr. električni avtomobil).

LITERATURA

- [1] Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown, M. Krishnamurthy, "Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications", *IEEE*

Transactions on Transportation Electrification, vol. 1, no. 3, pp. 245–254, 2015.

- [2] G. Pellegrino, T. Jahns, N. Bianchi, W. Soong, F. Cupertino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors*, Springer International Publishing, 2016.
- [3] J. J. Germishuizen, M. J. Kamper, "IPM Traction Machine With Single Layer Non-Overlapping Concentrated Windings", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1387–1394, 2009.
- [4] X. Chen, J. Wang, B. Sen, P. Lazari, T. Sun, "A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4044–4055, 2015.
- [5] G. Luo, R. Zhang, Z. Chen, W. Tu, S. Zhang, R. Kennel, "A Novel Nonlinear Modeling Method for Permanent-Magnet Synchronous Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6490–6498, 2016.
- [6] J. Pries, T. Burress, "High fidelity D-Q modeling of synchronous machines using spectral interpolation", *Proceedings of 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 779–785, 2017.
- [7] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, John Wiley & Sons, 2013.

DODATEK

Tabela 1: Podatki SSTM

<i>Nazivni podatki</i>	
moč P_n	25 kW
napetost en. tokokroga U_{dc}	48 V
maksimalen fazni tok I_{max}	778 A
polovi pari p_p	4
vztrajnostni moment J	0.003 kgm ²
<i>Parametri linearne modela</i>	
statorska upornost R_s	3.3 mΩ
statorska induktivnost v d -osi L_d	0.013 mH
statorska induktivnost v q -osi L_q	0.029 mH
rotorski magnetni sklep ψ_R	12.1 mWb

Klemen Drobnič je doktoriral leta 2012 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Za doktorsko disertacijo s področja diagnostike električnih pogonov je prejel Vodovnikovo in Bedjaničevo nagrado. Na isti fakulteti je danes zaposlen kot asistent, kjer sodeluje pri večih predmetih s širšega področja električnih pogonov. V okviru znanstveno-raziskovalnega dela se ukvarja z različnimi vidiki elektrifikacije vozil, modeliranjem električnih pogonov, razvojem večfaznih pogonskih topologij in diagnostiko rotacijskih strojev.

Lovrenc Gašparin je diplomiral leta 2000, magistriral leta 2003 in doktoriral leta 2009 na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Od leta 2001 je zaposlen v MAHLE Electric Drives Slovenija, d.o.o., trenutno kot vodja predrazvojne skupine za električne pogone. Poudarek njegovega raziskovalnega dela je na področju traksijskih motorjev za električna vozila.

Rastko Fišer je diplomiral leta 1984, magistriral leta 1989 in doktoriral leta 1998 na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani, kjer je tudi zaposlen kot izredni profesor. Predava predmete s področja električnih pogonov in močnostne elektronike ter je predstojnik Laboratorija za elektromotorske pogone. Leta 1999 je za doktorsko disertacijo prejel nagrado dr. Vratislava Bedjaniča, leta 2009 pa Vidmarjevo nagrado za celovito pedagoško delo. Njegovo raziskovalno delo je povezano z modeliranjem rotacijskih in linearnih električnih motorjev, načrtovanjem elektromotorskih pogonov in novimi pristopi na področju nadzora stanja in diagnostike rotacijskih strojev.