

OPIS IZUMA

Područje na koje se izum odnosi

5 Ovaj izum odnosi se na nelinearni regulator sile i momenta u mehatroničkim sustavima s jednim statorskim namotom kod kojih se korištenjem samo jednog statorskog namota ostvaruje istovremeno razvijanje sile za pozicioniranje rotora i momenta koji zakreće rotor u slučajevima kada se ne može zanemariti nelinearna ovisnost radijalnih sila i momenta o strujama statora. Primjer takvog mehatroničkog sustava kod kojega se može koristiti ovakav tip regulatora, ali ne samo kod njega, je reluktantni motor koji na statoru ima statorski namot namotan oko polnih nastavaka, dok je rotor je izrađen od lameliranog željeza s izraženom reluktancijom bez ovješnja u mehanički izvedenim ležajevima. Funkciju ležaja u ovom slučaju ima magnetski ležaj čije magnetsko polje tvori isti statorski namot koji stvara zakretni moment potreban za rotaciju rotora. Ovako izveden nelinearni regulator ima dvostruku funkciju kod regulacije struje kroz statorski namot, stvaranje momenta potrebnog za zakretanje rotora (i određivanje zadanog broja okretaja) i stvaranja potrebne sile na rotor da se rotor održi u stanju minimalne magnetske energije odnosno magnetskom središtu samog stroja (izbjegavanje doticaja statora i rotora) t.j. levitaciji. Regulator koji je predložjen u izumu sastavni je dio upravljačkog uređaja. Prema međunarodnoj klasifikaciji (MKP) izum je klasificiran kao : H02K7/09, H02P21/00 i G05B11/00.

Tehnički problem

20 Trenutno stanje tehnike u području upravljanja mehatroničkih uređaja/električnih strojeva s magnetskim ležajevima temelji se na pretpostavci da je ovisnost radijalnih sila i momenta o strujama linearna. Pretpostavka postojanja linearne ovisnosti radijalnih sila i momenta o strujama često zahtijeva postojanje zasebnih statorskih namota za stvaranje sila i momenta, što je posebno izraženo kod reluktantnih motora s magnetskim ležajevima. Kod reluktantnih motora s magnetskim ležajevima rotor se najčešće izvodi od lameliranog željeza (ili sličnog feromagnetskog materijala) s izraženom reluktancijom. Stator se izvodi od lameliranih limova gdje se unutar polnih nastavaka na statoru ugrađuju permanentni magneti za stvaranje inicijalnog magnetskog polja. Oko tako načinjenih polnih nastavaka se motaju statorski namoti (Slika 1). Obično se kod takve vrste mehatroničkih uređaja unutar statora nalaze dva u potpunosti odvojena namota, jedan koji služi za razvijanje sila da bi se rotor održao u stanju magnetske levitacije, dok drugi služi za razvoj momenta da bi se postigla rotacija rotora. U tom slučaju namoti se napajaju iz zasebnih pretvarača, te svaki namot ima svoje regulacijske krugove koji su u potpunosti neovisni. Za mjerenje pomaka odnosno položaja rotora koriste se najčešće senzori koji za svoj rad koriste efekt vrtložnih struja (primjer takvog senzora je u EP 2798312 A1). Ovakva izvedba statorskog dijela uređaja je kompleksna i zahtjeva dva neovisna kruga upravljanja kao i dva izvora napajanja od kojih svaki napaja svoj namot koji se nalazi na statoru. Integracijom dva statorska namota u jedan pojednostavljuje konstrukciju samog uređaja i može pojednostaviti sam izvor napajanja motora. Ovakav pristup rezultirat će u posebnoj konstrukciji nelinearnog regulatora koji će imati dvojaku funkciju osim regulacije položaja rotora unutar zračnog rasporeda (održavanje rotora u stabilnoj magnetskoj levitaciji odnosno osiguranja elektromagnetske suspenzije) imat će i funkciju upravljanja momentom u svrhu regulacije broja okretaja.

Stanje tehnike

40 Motor s magnetskim ležajevima (t.j. elektromagnetskom suspenzijom) je posebna vrsta električnog stroja kod kojeg rotor nema nikakav mehanički (fizički) kontakt s ostalim dijelovima motora(statora) pri čemu je stvaranje sila (koje su potrebne za postizanje elektromagnetske suspenzije) i momenta na rotor uz pomoću sustava namota integriranog unutar statorskog dijela stroja. Korištenje elektromagnetske suspenzije umjesto mehaničkih ležajeva čini ovu vrstu motora pogodnu u aplikacijama gdje se zahtijeva da rotor bude hermetički zatvoren ili da se okreće velikom brzinom. Motori s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska počeli su se razvijati sredinom devedesetih godina, a svojstven im je rotor u obliku diska gdje se uz pomoću magnetskog polja permanentnih magneta mogu stabilizirati tri stupnja slobode gibanja rotora, a to su pomak u aksijalnom smjeru i rotacija oko x- odnosno y-osi. Princip pasivne stabilizacije prikazan je na slici 2. Svaki pomak ili rotacija rotora uslijed kojeg dolazi do povećanja zračnog rasporeda dovodi do pojave reluktantnih sila odnosno momenta na rotor koje pokušavaju vratiti rotor u takav položaj da zračni raspored bude minimalan. Korištenje pasivne stabilizacije pojednostavljuje upravljanje motorom pošto se umjesto svih 6 stupnjeva slobode gibanja rotora aktivno upravlja samo sa tri stupnja slobode gibanja rotora (pomaci u radijalnim smjerovima i rotacija oko z-osi). Uvođenjem motora s magnetskim ležajevima u obliku diska bez permanentnih magneta na rotoru nastavljen je razvoj te je ova vrsta motora poznata je pod nazivom reluktantni motori s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska. Ova vrsta motora predstavljena je u literaturi u dvije varijante, homopolarni i heteropolarni reluktantni motori s magnetskim ležajevima. Postavljanjem permanentnih magneta na stator dovodi do jednostavnog, jeftinog i robusnog rotora što ovu vrstu motora čini pogodnu u aplikacijama gdje se pojavljuju visoke temperature ili u sustavima gdje postoji potreba za čestim izmjenama rotora. Heteropolarni reluktantni motori s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska (eng. *Bearingless Flux-switching slice motor* - (BFSS)) spada u heteropolarnu varijantu reluktantnog motora s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska. Za takvu vrstu strojeva postoje upravljačke strukture koje su eksperimentalno verificirane za BFSS 12/10 (12/10 - 12 polova na statoru i 10 zubi na rotoru) s razdvojenim sustavom namota (jedan namot na statoru služi za stvaranje sila t.j. magnetsku levitaciju, dok drugi namot služi za generiranje

momenta). Ovaj patent za razliku od spomenutog stanja tehnike obuhvaćat će nelinearni regulator koja omogućuje upravljanje BFSS motorom s kombiniranim sustavom namota (jedan namot na statoru koji služi istovremeno za generiranje sila i momenta).

Izlaganje suštine izuma

Primarni cilj izuma je uvođenje novog tipa nelinearnog regulatora zasnovanog na matematičkom modelu reluktantnog motora s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska. Novouvedeni nelinearni regulator ima za funkciju regulaciju položaja i brzine vrtnje rotora korištenjem jednog statorskog namota koji ima dvojaku funkciju (generiranje sila i momenta na rotor).

Sekundarni cilj je da se ostvari robusnija metoda upravljanja reluktantnim motorom s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska.

Tercijarni cilj je sklopovsko pojednostavljenje cjelokupnog digitalnog sustava upravljanja i pripadnog sklopa energetske elektronike reluktantnog motora s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska.

Dodatni ciljevi i prednosti izuma dijelom će biti pokazani u opisu kako slijedi a dijelom će se saznati kroz primjenu izuma. Nelinearni regulator reluktantnog motora s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska sastoji se od:

- tri ulaza referentnih vrijednosti (referentna vrijednost položaja rotora u x-osi, referentna vrijednost položaja rotora u y-osi, i referentna vrijednost brzine vrtnje rotora)
- četiri ulaza trenutnih mjerenih vrijednosti (položaja rotora u x-osi, položaja rotora u y-osi, trenutne brzine vrtnje, i trenutnog kuta rotora)
- bloka koji na osnovu matematičkog modela stroja izračunava potrebne vrijednosti statorskih struja za generiranje sila i momenta sukladno zadanim referentnim vrijednostima
- digitalnog sustava u kojem se nalazi implementiran sam nelinearni regulator

Uređaj radi na način da na osnovu zadanih postavnih vrijednosti položaja rotora u x-osi i y-osi i referentne vrijednosti brzine vrtnje, te na osnovu mjerenih veličina položaja rotora u x-osi, položaja rotora u y-osi, trenutne brzine vrtnje i trenutnog položaja rotora odredi referentne vrijednosti struja statorskog namota. Za određivanje postavne veličine sile na rotor u smjeru x-osi koja se dovodi u inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red **11** koristi se signal pogreške odnosno razlika između postavne veličine položaja rotora u x-osi i stvarnog položaja rotora u x-osi, te se ta razlika vodi u PID regulator **12** koji daje postavnu veličinu sile na rotor u smjeru x-osi. Kod određivanje postavne veličine sile na rotor u smjeru y-osi koja se dovodi u inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red **11** koristi se signal pogreške odnosno razlika između postavne veličine položaja rotora u y-osi i stvarnog položaja rotora u y-osi, te se ta razlika vodi u PID regulator **13** koji daje postavnu veličinu sile na rotor u y-osi. Prilikom određivanje postavne veličine razvijenog momenta na rotor koji se dovodi u inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red **11** koristi se signal pogreške odnosno razlika između postavne veličine brzine vrtnje rotora ω_{set} i stvarne brzine vrtnje, te se ta razlika vodi u PID regulator **14** koji daje postavnu veličinu razvijenog momenta na rotor koji se vodi u inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red **11**. Inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red **11** služi za izračun struja koje su potrebne da stvarne sile na rotor motora budu jednake (približno jednake) vrijednostima referentnih sila i momenta. Uvođenjem ovog bloka uvode se novi upravljački ulazi i u idealnom slučaju, gledano iz tih novo-uvedenih ulaza, motor je sveden na tri nezavisna linearna SISO sustava, gdje se s ulazom F_{x_set} upravlja položajem u X smjeru, ulazom F_{y_set} položajem motora u Y smjeru i ulazom T_{z_set} momentom (brzinom vrtnje) motora.

Kratki popis crteža

Slika 1. Primjer izvedbe reluktantnog motora koji na statoru ima statorski namot namotan oko polnih nastavaka, dok je rotor je izrađen u obliku diska od lameliranog željeza s izraženom reluktancijom bez ovješnja u mehanički izvedenim ležajevima

Slika 2. Princip pasivne stabilizacije motora s magnetskim ležajevima i rotorom u obliku diska

Slika 3. Segmenti motora za slučaj prve i druge zavojnice motora sa pridruženim relativnim koordinatnim sustavima

Slika 4. Upravljačka struktura s nelinearnim regulatorom

Slika 5. Struje statora dobivene numeričkim rješavanjem optimizacijskog problema danog izrazom (13)

Detaljan opis najmanje jednog od načina ostvarivanja izuma

U općem slučaju sile i moment na rotor **3** su funkcije položaja rotora **3** i struja statora **2**. Iako rotor ima šest stupnjeva slobode gibanja, u većini slučajeva upravljanje položajem rotora svodi se na upravljanje samo u radijalnim smjerovima te po kutu rotora. Preostali stupnjevi slobode stabilizirani su pasivno.

Opći model koji opisuje ovisnost radijalnih sila i momenta na rotor o faznim strujama i kutu rotora kada se rotor nalazi u centralnom položaju glasi:

$$\mathbf{F}(\varphi_R, \mathbf{i}_s) = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ T_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^T & \mathbf{0}_{1 \times m} & \mathbf{0}_{1 \times m} \\ \mathbf{0}_{1 \times m} & \mathbf{i}_s^T & \mathbf{0}_{1 \times m} \\ \mathbf{0}_{1 \times m} & \mathbf{0}_{1 \times m} & \mathbf{i}_s^T \end{bmatrix} \mathbf{T}_{Q_M}(\varphi_R) \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_L(\varphi_R) \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_C(\varphi_R), \quad \mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sm}]^T \quad (1)$$

gdje su i_{s1} do i_{sm} struje motora, dok je $\mathbf{0}_{1 \times m}$ nul-matrica. Za slučaj motora s kombiniranim sustavom namota svaka zavojnica motora predstavlja fazu motora. Kod motora gdje se mogu zanemariti međuinuktiviteti između faza izraz (1) se može pojednostaviti i poprima sljedeći oblik:

$$\mathbf{F}(\varphi_R, \mathbf{i}_s) = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ T_z \end{bmatrix} = \mathbf{T}_Q(\varphi_R)(\mathbf{i}_s \circ \mathbf{i}_s) + \mathbf{T}_L(\varphi_R) \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_C(\varphi_R), \quad \mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sm}]^T, \quad (2)$$

gdje je $\circ$ je Hadamart product, φ_R je kut rotora, dok su $\mathbf{T}_Q$ i $\mathbf{T}_L$ matrice oblika:

$$\mathbf{T}_Q = \begin{bmatrix} T_{Q11}(\varphi_R) & T_{Q12}(\varphi_R) & \dots & T_{Q1m}(\varphi_R) \\ T_{Q21}(\varphi_R) & T_{Q22}(\varphi_R) & \dots & T_{Q2m}(\varphi_R) \\ T_{Q31}(\varphi_R) & T_{Q32}(\varphi_R) & \dots & T_{Q3m}(\varphi_R) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_L = \begin{bmatrix} T_{L11}(\varphi_R) & T_{L12}(\varphi_R) & \dots & T_{L1m}(\varphi_R) \\ T_{L21}(\varphi_R) & T_{L22}(\varphi_R) & \dots & T_{L2m}(\varphi_R) \\ T_{L31}(\varphi_R) & T_{L32}(\varphi_R) & \dots & T_{L3m}(\varphi_R) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

$\mathbf{T}_C$ je vektor stupac koji opisuje sile i moment na rotor bez prisustva struja i on se u većini slučajeva može zanemariti ili kompenzirati. Linearni član $\mathbf{T}_L$ je najčešće dominantan, dok se kvadratni članovi mogu zanemariti samo u slučajevima velikog zračnog rasporeda. U izrazima (1) i (2) zanemareni su nelinearni efekti kao što su demagnetizacija i zasićenje. Iz izraza (2) slijedi da svakoj fazi motora pripada jedan stupac u matrici $\mathbf{T}_L$ odnosno $\mathbf{T}_Q$ i pošto u modelu u izrazu (2) nema članova (pribrojnika) koji sadrže više od jedne struje pojedini se stupci u matricama $\mathbf{T}_Q$ i $\mathbf{T}_L$ mogu određivati neovisno jedan o drugom, odnosno iz izraza (2) (uz zanemarenje $\mathbf{T}_C$) slijedi:

$$F(i_{s1}, i_{s2}, \dots, i_{sm}) = F(i_{s1}, 0, \dots, 0) + F(0, i_{s2}, \dots, 0) + \dots + F(0, 0, \dots, i_{sm}) \quad (4)$$

Postupak određivanja koeficijenata obuhvaća dva koraka. U prvom koraku potrebno je odrediti sile i moment na rotor koje stvara struja samo jedne faze za razne kutove rotora i za razne vrijednosti struja. Za određivanje sila i momenta za zadanu struju i kut rotora najčešće se koriste simulacije temeljene na metodi konačnih elemenata, i u općem slučaju (slučaj opisan sa (2)) ovaj korak je potrebno ponoviti po svim fazama motora pa je stoga ovaj korak računski zahtjevan. U drugom koraku se na temelju dobivenih rezultata u prvom koraku određuju koeficijenti u matricama $\mathbf{T}_Q$ i $\mathbf{T}_L$ metodom najmanjih kvadrata.

Postave li se sve osim n -te struje u nulu u izrazu (2), dobiva se izraz za silu i moment na rotor u slučaju da je samo jedna faza motora protjecana strujom:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ T_z \end{bmatrix} = \mathbf{t}_{Qn}(\varphi_R) i_{sn}^2 + \mathbf{t}_{Ln}(\varphi_R) i_{sn} = \begin{bmatrix} T_{Q1n}(\varphi_R) \\ T_{Q2n}(\varphi_R) \\ T_{Q3n}(\varphi_R) \end{bmatrix} i_{sn}^2 + \begin{bmatrix} T_{L1n}(\varphi_R) \\ T_{L2n}(\varphi_R) \\ T_{L3n}(\varphi_R) \end{bmatrix} i_{sn} \quad (5)$$

gdje su sile (F_x, F_y), moment (T_z) i kut rotora (φ_R) napisani u koordinatnom sustavu statora, pri čemu je koordinatni sustav statora postavljen tako da se poklapa s koordinatnim sustavom prve zavojnice (Slika 1b). Izraz (5) koji opisuju n -tu fazu može se napisati u relativnom (vlastitom) koordinatnom sustavu faze:

$$\begin{bmatrix} F_x^n \\ F_y^n \\ T_z^n \end{bmatrix} = \mathbf{t}_{Qn}^n(\varphi_R^n) i_{sn}^2 + \mathbf{t}_{Ln}^n(\varphi_R^n) i_{sn} = \begin{bmatrix} T_{Q1n}^n(\varphi_R^n) \\ T_{Q2n}^n(\varphi_R^n) \\ T_{Q3n}^n(\varphi_R^n) \end{bmatrix} i_{sn}^2 + \begin{bmatrix} T_{L1n}^n(\varphi_R^n) \\ T_{L2n}^n(\varphi_R^n) \\ T_{L3n}^n(\varphi_R^n) \end{bmatrix} i_{sn} \quad (6)$$

gdje su sile (F_x^n, F_y^n), moment (T_z^n), kut rotora (φ_R^n), te koeficijenti ($\mathbf{t}_{Qn}^n(\varphi_R^n), \mathbf{t}_{Ln}^n(\varphi_R^n)$) gledani iz relativnog koordinatnog sustava n -te faze. Na slici 3 prikazan je način pridruživanja relativnih koordinatnih sustava pojedinim fazama na primjeru prve odnosno druge faze motora. Pridruži li se svakoj fazi njen vlastiti koordinatni sustav (na način kao što je prikazano na slici 3 za slučaj prve i druge faze motora), tada za motor sa simetričnim statorom i sustavom namota vrijedi:

$$\mathbf{t}_{Q1}^1(\varphi_R^1) = \mathbf{t}_{Q3}^3(\varphi_R^3) = \dots = \mathbf{t}_{Q(m-1)}^{m-1}(\varphi_R^{m-1}), \quad \mathbf{t}_{L1}^1(\varphi_R^1) = \mathbf{t}_{L3}^3(\varphi_R^3) = \dots = \mathbf{t}_{L(m-1)}^{m-1}(\varphi_R^{m-1}), \quad (7a)$$

$$\mathbf{t}_{Q2}^2(\varphi_R^2) = \mathbf{t}_{Q4}^4(\varphi_R^4) = \dots = \mathbf{t}_{Qm}^m(\varphi_R^m), \quad \mathbf{t}_{L2}^2(\varphi_R^2) = \mathbf{t}_{L4}^4(\varphi_R^4) = \dots = \mathbf{t}_{Lm}^m(\varphi_R^m). \quad (7b)$$

Iz izraza (7) slijedi da je sve koeficijente u matricama T_Q i T_L moguće izračunati poznavanjem koeficijenata samo prve dvije faze čime se pojednostavljuje postupak izračuna koeficijenata u matricama T_Q i T_L pošto koeficijente pojedinih faza nije potrebno računati za svaku fazu posebno. Drugim riječima, sve stupce u matricama T_Q i T_L moguće je izračunati poznavanjem samo prva dva stupca transformacijom svih sila i kutova rotora iz relativnih u zajednički koordinatni sustav statora. Izraz (7) slijedi iz činjenice da se sve parne odnosno neparne faze (prema oznakama faza na slici 1b) ponašaju jednako gleda li se njihovo ponašanje iz njihovih vlastitih koordinatnih sustava. Do razlike između parnih i neparnih faza dolazi zbog toga što kod ovog (kod BFSS tipa motora) tipa motora postoji nasuprotna polarizacija permanentnih magneta. Uz pretpostavku da motor ima m simetrično raspoređenih faza i N rotorskih zubiju tada za kutove rotora vrijedi:

$$\varphi_R^n = \varphi_R + \theta_n, \quad \theta_n = 2\pi \left(\frac{1}{N} - \frac{1}{m} \right) (n - 1), \quad (8)$$

dok je transformacija sila iz koordinatnog sustava n -te faze u statorski koordinatni sustav opisana sa izrazom (9).

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ T_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_n) & -\sin(\alpha_n) & 0 \\ \sin(\alpha_n) & \cos(\alpha_n) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^n \\ F_y^n \\ T_z^n \end{bmatrix}, \quad \alpha_n = \frac{2\pi}{m} (n - 1). \quad (9)$$

Iskoriste li se izrazi (7), (8) i (9) slijedi su svi neparni stupci matrica T_Q i T_L izraženi preko prvog stupca:

$$\begin{bmatrix} T_{Q1k}(\varphi_R) \\ T_{Q2k}(\varphi_R) \\ T_{Q3k}(\varphi_R) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_k) & -\sin(\alpha_k) & 0 \\ \sin(\alpha_k) & \cos(\alpha_k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{Q11}(\varphi_R + \theta_k) \\ T_{Q21}(\varphi_R + \theta_k) \\ T_{Q31}(\varphi_R + \theta_k) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} T_{L1k}(\varphi_R) \\ T_{L2k}(\varphi_R) \\ T_{L3k}(\varphi_R) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_k) & -\sin(\alpha_k) & 0 \\ \sin(\alpha_k) & \cos(\alpha_k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{L11}(\varphi_R + \theta_k) \\ T_{L21}(\varphi_R + \theta_k) \\ T_{L31}(\varphi_R + \theta_k) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

odnosno svi parni stupci preko drugog stupca:

$$\begin{bmatrix} T_{Q1l}(\varphi_R) \\ T_{Q2l}(\varphi_R) \\ T_{Q3l}(\varphi_R) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_l - \alpha_2) & -\sin(\alpha_l - \alpha_2) & 0 \\ \sin(\alpha_l - \alpha_2) & \cos(\alpha_l - \alpha_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{Q12}(\varphi_R + \theta_l - \theta_2) \\ T_{Q22}(\varphi_R + \theta_l - \theta_2) \\ T_{Q32}(\varphi_R + \theta_l - \theta_2) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} T_{L1l}(\varphi_R) \\ T_{L2l}(\varphi_R) \\ T_{L3l}(\varphi_R) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_l - \alpha_2) & -\sin(\alpha_l - \alpha_2) & 0 \\ \sin(\alpha_l - \alpha_2) & \cos(\alpha_l - \alpha_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{L12}(\varphi_R + \theta_l - \theta_2) \\ T_{L22}(\varphi_R + \theta_l - \theta_2) \\ T_{L32}(\varphi_R + \theta_l - \theta_2) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Gdje su k i l definirani na sljedeći način:

$$k \in \{1, 3, \dots, m - 1\}, l \in \{2, 4, \dots, m\} \quad (12).$$

Za fiksni kut rotora funkcija $\mathbf{F}$ (2) može se smatrati vektorskom funkcijom vektorske varijable gdje je $\mathbf{i}_s$ vektor struja motora. Kako bi se moglo upravljati motorom, za zadane sile, moment i kut rotora moraju biti poznate pripadne struje motora. Struje motora mogu se pronaći rješavanjem nelinearnog sustava opisanog s (2). Problem pronalaženja struja za zadane sile, moment i kut rotora je nelinearni inverzijski problem. Budući da je statorski namot motora spojen u dvostrukom spoju zvijezda (za slučaj da namot čini 6 faza) slijedi da postoje četiri nezavisne struje na temelju kojih se opisuju 3 nezavisne veličine (F_x , F_y , T_z). Sukladno navedenom problem pronalaženja struja za zadane radijalne sile, moment i kut rotora može se definirati kao optimizacijski problem:

$$\begin{aligned} & \text{minimize: } \mathbf{i}_s^T \mathbf{I} \mathbf{i}_s \\ & \text{subject to } \begin{cases} \mathbf{F} - (\mathbf{T}_Q(\varphi_R)(\mathbf{i}_s \circ \mathbf{i}_s) + \mathbf{T}_L(\varphi_R)\mathbf{i}_s) = 0 \\ i_{s1} + i_{s3} + i_{s5} = 0 \\ i_{s2} + i_{s4} + i_{s6} = 0 \end{cases} \quad (13) \end{aligned}$$

gdje je $\mathbf{i}_s^T \mathbf{I} \mathbf{i}_s$ jednak sumi kvadrata struja čime se minimiziraju gubici u bakru statorskog namota, dok je $\mathbf{F} = [F_x \ F_y \ T_z]$ vektor sila i momenta za koji se računaju struje. Rješenje zadanog optimizacijskog problema (13) u analitičkom obliku nije trivijalno. Stoga je za rješavanje optimizacijskog problema (13) moguće koristiti i neki od numeričkih postupaka koje služe za numeričko rješavanje raznih optimizacijskih problema na osobnim računalima ili drugim sličnim alatima. Rješenje je pronalazeno za različite zadane diskretne vrijednosti kuta rotora, sila u x - odnosno y - smjeru te momenta. Na slici 5 prikazane su struje i_1 , i_2 i i_3 dobivene numeričkim rješavanjem zadanog optimizacijskog problema opisanog s (13) korištenjem osobnog računala. Na slikama 5a, 5b i 5c prikazane su struje i_1 , i_2 i i_3 kao funkcije radijalnih sila pri momentu od 1 Nm i kutu rotora od 18 mehaničkih stupnjeva. Na slikama 5d, 5e i 5f prikazana je struja i_1 kao funkcija kuta rotora i sile u x - smjeru (slika 5d), kuta rotora i sile u y smjeru (Slika 5e), te kuta rotora i momenta (Slika 5f). Struje su nelinearne funkcije radijalnih sila, momenta i kuta rotora (Slika 5). Točno rješenje nelinearnog inverzijskog problema korištenjem iterativnih metoda nije prikladno za korištenje u sustavima za rad u stvarnom vremenu (nemogućnost garantiranja konvergencije numeričkih metoda) iako se može primijeniti u digitalnim sustavnima upravljanja koji imaju vrlo veliku procesorsku moć. Rješenje zadanog optimizacijskog problema

opisanog s (13) su struje koje su funkcije radijalnih sila, momenta i kuta rotora. Kako svaka struja ovisi o četiri varijable, rješenje optimizacijskog problema u obliku diskretnih vrijednosti nije pogodno za implementaciju u digitalni sustav upravljanja zbog vrlo velikog broja diskretnih vrijednosti koje potrebno spremati u memoriju digitalnog signalnog procesora. Iz navedenog razloga rješenje zadanog optimizacijskog problema potrebno je svesti na oblik da bude pogodno za implementaciju na digitalni sustav upravljanja. Rješenje optimizacijskog problema je vektor struja (vektorska funkcija) pri čemu se svaka struja može promatrati kao skalarna funkcija više varijabli. Uz pretpostavku da se kut rotora drži konstantnim, te uz pretpostavku da su struje kontinuirane funkcije vektora $\mathbf{F}$, tada ih je moguće rastaviti na Taylorov red. Rastav struja u Taylorov red do prvog reda u okolini nule glasi:

$$\mathbf{i}_s(\varphi_R, F_x, F_y, T_z) = \mathbf{i}_s(\varphi_R, \mathbf{F}) = \begin{bmatrix} i_1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_2(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_3(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_4(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_5(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_6(\varphi_R, \mathbf{F}) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} f_1^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_2^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_3^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_4^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_5^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_6^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \partial i_1(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_x & \partial i_1(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_y & \partial i_1(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial T_z \\ \partial i_2(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_x & \partial i_2(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_y & \partial i_2(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial T_z \\ \partial i_3(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_x & \partial i_3(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_y & \partial i_3(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial T_z \\ \partial i_4(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_x & \partial i_4(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_y & \partial i_4(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial T_z \\ \partial i_5(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_x & \partial i_5(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_y & \partial i_5(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial T_z \\ \partial i_6(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_x & \partial i_6(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial F_y & \partial i_6(\varphi_R, \mathbf{0})/\partial T_z \end{bmatrix} \mathbf{F} = \begin{bmatrix} k_1^1(\varphi_R) & k_2^1(\varphi_R) & k_3^1(\varphi_R) \\ k_1^2(\varphi_R) & k_2^2(\varphi_R) & k_3^2(\varphi_R) \\ k_1^3(\varphi_R) & k_2^3(\varphi_R) & k_3^3(\varphi_R) \\ k_1^4(\varphi_R) & k_2^4(\varphi_R) & k_3^4(\varphi_R) \\ k_1^5(\varphi_R) & k_2^5(\varphi_R) & k_3^5(\varphi_R) \\ k_1^6(\varphi_R) & k_2^6(\varphi_R) & k_3^6(\varphi_R) \end{bmatrix} \mathbf{F}, \quad (14)$$

dok je rastav i -te struje u Taylorov red u okolini nule do drugog reda:

$$i_i(\varphi_R, \mathbf{F}) \approx f_i^2(\varphi_R, \mathbf{F}) = \nabla i_i(\varphi_R, \mathbf{0})(\mathbf{F}) + \frac{1}{2} \mathbf{F}^T \{\nabla^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})\} \mathbf{F}. \quad (15)$$

Pri čemu je $\nabla i_i(\varphi_R, \mathbf{0})$ gradijent a $\nabla^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})$ Hessian i -te struje:

$$\nabla i_i(\varphi_R, \mathbf{0}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_x} & \frac{\partial i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_y} & \frac{\partial i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial T_z} \end{bmatrix} \quad \nabla^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_x^2} & \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_x \partial F_y} & \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_x \partial T_z} \\ \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_y \partial F_x} & \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_y^2} & \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial F_y \partial T_z} \\ \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial T_z \partial F_x} & \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial T_z \partial F_y} & \frac{\partial^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0})}{\partial T_z^2} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Kako se struje razvijaju u Taylorov red oko nule, slijedi da su parcijalne derivacije u izrazi (16) funkcije samo kuta rotora, pa iz izraza (15) i (16) slijedi da razvoj i -te struje u Taylorov red do drugog reda daje funkciju oblika:

$$i_i(\varphi_R, \mathbf{F}) \approx f_i^2(\varphi_R, \mathbf{F}) = k_1^i(\varphi_R)F_x + k_2^i(\varphi_R)F_y + k_3^i(\varphi_R)T_z + k_4^i(\varphi_R)F_x^2 + k_5^i(\varphi_R)F_y^2 + k_6^i(\varphi_R)T_z^2 + k_7^i(\varphi_R)F_x F_y + k_8^i(\varphi_R)F_y T_z + k_9^i(\varphi_R)F_x T_z, \quad (17)$$

gdje se koeficijenti u izrazu (17) ($k_1^i(\varphi_R), k_2^i(\varphi_R), \dots, k_9^i(\varphi_R)$) mogu izračunati iz poznatih parcijalnih derivacija u izrazu (16). Izračun parcijalnih derivacija u izrazima (14) i (16) analitičkim putem nije moguć jer nisu poznate struje statora kao analitičke funkcije radijalnih sila, momenta i kuta rotora. Iz tog razloga je za izračun koeficijenata (u izrazima (14) i (17)) korištena metoda najmanjih kvadrata na temelju numerički dobivenih rješenja koja su pronađena za diskretne vrijednosti radijalnih sila, momenta i kuta rotora. Numeričko rješenje optimizacijskog problema može se zapisati na sljedeći način:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_1 &= \{F_{x,1}, F_{y,1}, T_{z,1}\} \rightarrow \mathbf{i}_{s1} = \{i_{1,1}(\varphi_R), i_{2,1}(\varphi_R), i_{3,1}(\varphi_R), i_{4,1}(\varphi_R), i_{5,1}(\varphi_R), i_{6,1}(\varphi_R)\} \\ \mathbf{F}_2 &= \{F_{x,2}, F_{y,2}, T_{z,2}\} \rightarrow \mathbf{i}_{s2} = \{i_{1,2}(\varphi_R), i_{2,2}(\varphi_R), i_{3,2}(\varphi_R), i_{4,2}(\varphi_R), i_{5,2}(\varphi_R), i_{6,2}(\varphi_R)\} \\ &\vdots \\ \mathbf{F}_L &= \{F_{x,L}, F_{y,L}, T_{z,L}\} \rightarrow \mathbf{i}_{sL} = \{i_{1,L}(\varphi_R), i_{2,L}(\varphi_R), i_{3,L}(\varphi_R), i_{4,L}(\varphi_R), i_{5,L}(\varphi_R), i_{6,L}(\varphi_R)\}, \end{aligned} \quad (18)$$

gdje je L ukupni broj vektora sila i momenta za koje su pronađeni vektori struja kao rješenja optimizacijskog problema za razne kutove rotora. Ako se na temelju rješenja optimizacijskog problema (opisanog s (18)) definiraju matrice:

$$X_1 = \begin{bmatrix} F_{x_1} & F_{y_1} & T_{z_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ F_{x_L} & F_{y_L} & T_{z_L} \end{bmatrix}, \quad X_2 = \begin{bmatrix} F_{x_1} & F_{y_1} & \cdots & F_{x_1}T_{z_1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{x_L} & F_{y_L} & \cdots & F_{x_L}T_{z_L} \end{bmatrix} \quad (19)$$

5 tada su koeficijenti Taylorovog reda i -te struje rastavljene do prvog reda (izraz 14):

$$[k_1^i(\varphi_R) \quad k_2^i(\varphi_R) \quad k_3^i(\varphi_R)]^T = (X_1^T X_1) X_1^T [i_{i_1}(\varphi_R) \quad i_{i_2}(\varphi_R) \quad \dots \quad i_{i_L}(\varphi_R)]^T \quad (20)$$

dok su koeficijenti Taylorovog reda i -te struje rastavljene do drugog reda (izraz 17):

$$[k_1^i(\varphi_R) \quad k_2^i(\varphi_R) \quad \dots \quad k_9^i(\varphi_R)]^T = (X_2^T X_2) X_2^T [i_{i_1}(\varphi_R) \quad i_{i_2}(\varphi_R) \quad \dots \quad i_{i_L}(\varphi_R)]^T \quad (21)$$

Potpuna upravljačka struktura s nelinearnim regulatorom **10** prikazana je na slici 4 na primjeru upravljanje BFSS 12/10 motorom **1** s kombiniranim namotom korištenjem sklopa energetske elektronike **16**. Motor **1** po konstrukciji može biti reluktantni motor koji na statoru ima statorski namot namotan oko polnih nastavaka, dok je rotor je izrađen od lameliranog željeza s izraženom reluktancijom bez ovješnja u mehanički izvedenim ležajevima. Motor **1** prikazan je na slici 1. i njegova konstrukcija može biti izvedena na način da ima 12 polova na statoru i 10 zubi na rotoru ili da ima neki drugi omjer broja polova na statoru i zubi na rotoru. Motor **1** koristi samo jedan statorski namot koji služi za generiranje sila i momenta istovremeno. Unutarnji strujni regulacijski krugovi u elektroničkom energetskom pretvaraču mogu koristiti brze P regulatore kako bi se naponski izvori izmjenjivača ponašali kao strujni izvori. Vanjski regulacijski krugovi služe za regulaciju položaja i brzine vrtnje rotora i koriste PID regulator položaja rotora u x-osi **12**, PID regulator položaja rotora u y-osi **13** i PID regulator položaja rotora u z-osi **14** koji su sastavni dio nelinearnog regulatora. Informacija o kutu rotora vodi se u inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red **11**. Inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red **11** služi za izračun struja koje su potrebne da stvarne sile na rotor motora budu jednake (približno jednake) vrijednostima referentnih sila i momenta. Uvođenjem ovog bloka uvode se novi upravljački ulazi, i u idealnom slučaju, gledano iz tih novo-uvodenih ulaza, motor je sveden na tri nezavisna linearna SISO sustava, gdje se s ulazom Fx_set upravlja položajem u x- smjeru, ulazom Fy_set položajem motora u y- smjeru i ulazom Tz_set momentom (a time i brzinom vrtnje) motora. U stvarnosti, kao što je objašnjeno, točne analitičke funkcije struja nisu poznate, već se umjesto njih mogu iskoristiti njihove aproksimacije dobivene rastavom struja na Taylorov red. Stoga su u inverzni nelinearni model **11** implementirane funkcije struja rastavljene u Taylorov red do prvog i drugog reda (izraz (14) odnosno (17)). Kako su u Inverznom nelinearnom modelu **11** implementirane samo aproksimacije struja slijedi da nije postignuta potpuna linearizacija kao ni idealno raspoređivanje pojedinih reguliranih veličina. Inverzni nelinearni model **11** na osnovi koeficijenata određenih izrazom (21) i ulaznih postavnih veličina te kuta rotora određuje potrebne vrijednosti statorskih struja za svaki kut rotora. Dodatna poboljšanja mogu se postići daljnjim povećanjem stupnja Taylorovog reda, ali se time brzo povećavaju zahtjevi za brzinom digitalnog sustava upravljanja koji mora raditi u realnom vremenu. Za mjerenje kuta rotora motor može imati 3 hall-ova senzora smještena između statorskih zubiju. Kod mjerenje položaja rotora u x- odnosno y- smjeru motor može imati 4 senzora vrtložnih struja, dva za mjerenje položaja u x- smjeru i dva za mjerenja položaja u y- smjeru. Osim mjerenja kuta i položaja rotora mjere se i struje statora, a pošto se motor napaja iz dva trofazna izmjenjivača (motor je spojen u dvostruki zvijezda spoj) dovoljno je mjeriti samo 4 struje. Za napajanje motora koristi se energetski modul **16** koji omogućuje generiranje dva trofazna sustava napona upotrebom dva trofazna izmjenjivača napajana iz istosmjernog međukruga. Energetski modul **16** realiziran je na način da ima strujne regulatore unutar sebe te se tako postiže da se ponaša kao strujni izvor. Nelinearni regulator **10** i energetski modul **16** mogu činiti i jedinstvenu cjelinu tako da digitalni sustav upravljanja bude dio energetskog modula **16** ili može činiti zasebnu cjelinu gdje će se izlazi iz nelinearnog regulatora **10** voditi u energetski modul **16**.

Način primjene izuma

Na opisani način izum omogućuje upravljanje reluktantnim motorima koji na statoru ima statorski namot namotan oko polnih nastavaka, dok je rotor je izrađen u obliku diska od lameliranog željeza s izraženom reluktancijom bez ovješnja u mehanički izvedenim ležajevima ili sličnim uređajima kod kojih jedan namot na statoru istovremeno služi za generiranje sile i momenta na rotor. Opisani izum može biti i dio digitalnog sustava upravljanja reluktantnim motorom koji na statoru ima statorski namot namotan oko polnih nastavaka, dok je rotor je izrađen u obliku diska od lameliranog željeza s izraženom reluktancijom bez ovješnja u mehanički izvedenim ležajevima ili sličnim uređajima kod kojih jedan namot na statoru istovremeno služi za generiranje sile i momenta na rotor ili se može samostalno realizirati i spojiti na sustav upravljanja. Korištenjem nelinearnog regulatora za navedenu svrhu omogućava se robusnije upravljanje specifičnim vrstama bezležajnih motora. Nelinearni regulator izveden na ovako opisan način omogućuje upravljanje gore navedenom vrstom motora na način koji nije bio moguć do sad.

Popis uporabljenih pozivnih oznaka

- 1 Reluktantni motor koji na statoru ima statorski namot namotan oko polnih nastavaka, dok je rotor izrađen od lameliranog željeza s izraženom reluktancijom bez ovješanja u mehanički izvedenim ležajevima
- 5 2 Stator
- 3 Rotor
- 4 Permanentni Magnet
- 5 Zavojnica
- 10 10 Nelinearni regulator sile i momenta u mehatroničkim aktuatorima s jednim statorskim namotom
- 10 11 Inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red do prvog i drugog reda (izrazi (14) i (17)).
- 12 PID regulator položaja rotora u x-osi
- 13 PID regulator položaja rotora u y-osi
- 14 PID regulator brzine vrtnje rotora
- 15 15 derivacijski član
- 16 modul energetske elektronike

PATENTNI ZAHTJEVI

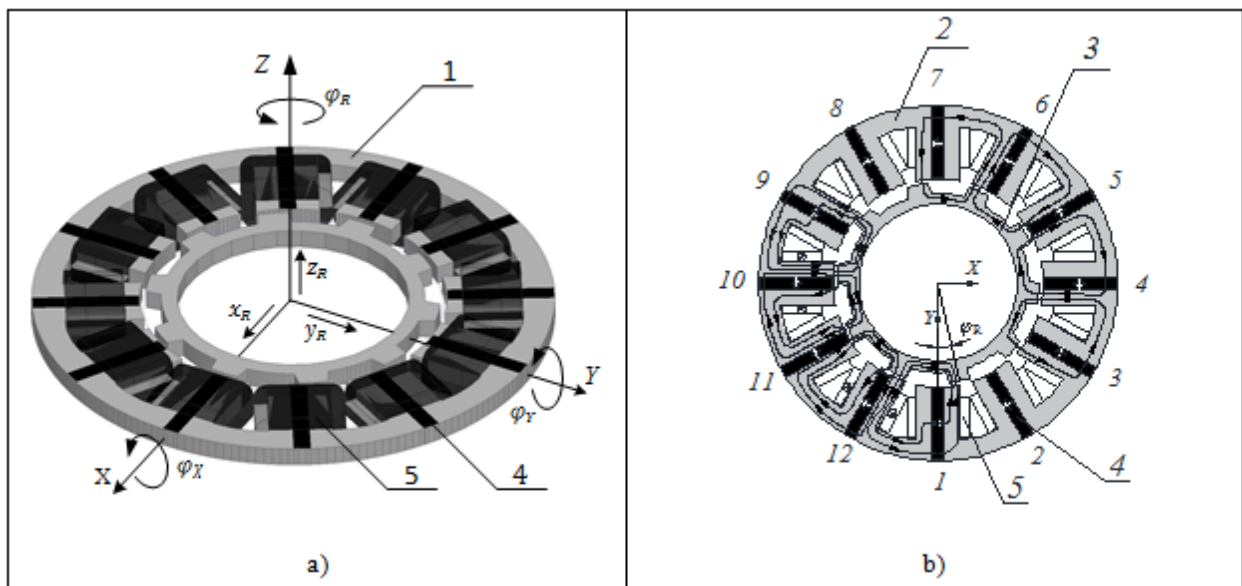
- 20 1. Nelinearni regulator sile i momenta u mehatroničkim aktuatorima s jednim statorskim namotom (10), **naznačen time**, da se koristi za upravljanje reluktantnim motorom koji na statoru ima statorski namot namotan oko polnih nastavaka, dok je rotor je izrađen u obliku diska od komada željeza s izraženom reluktancijom bez ovješanja u mehanički izvedenim ležajevima
- 25 2. Nelinearni regulator sile i momenta u mehatroničkim aktuatorima s jednim statorskim namotom (10) prema zahtjevu 1, **naznačen time**, da je načinjen sukladno izrazu
- $$\mathbf{F}_1 = \{F_{x_1}, F_{y_1}, T_{z_1}\} \rightarrow \mathbf{i}_{s1} = \{i_{1_1}(\varphi_R), i_{2_1}(\varphi_R), i_{3_1}(\varphi_R), i_{4_1}(\varphi_R), i_{5_1}(\varphi_R), i_{6_1}(\varphi_R)\}$$
- $$\mathbf{F}_2 = \{F_{x_2}, F_{y_2}, T_{z_2}\} \rightarrow \mathbf{i}_{s2} = \{i_{1_2}(\varphi_R), i_{2_2}(\varphi_R), i_{3_2}(\varphi_R), i_{4_2}(\varphi_R), i_{5_2}(\varphi_R), i_{6_2}(\varphi_R)\}$$
- $$\vdots$$
- $$\mathbf{F}_L = \{F_{x_L}, F_{y_L}, T_{z_L}\} \rightarrow \mathbf{i}_{sL} = \{i_{1_L}(\varphi_R), i_{2_L}(\varphi_R), i_{3_L}(\varphi_R), i_{4_L}(\varphi_R), i_{5_L}(\varphi_R), i_{6_L}(\varphi_R)\}$$
3. Nelinearni regulator prema zahtjevu 1, **naznačen time**, da za svoj rad koristi tri postavne veličine: postavnu veličinu položaja rotora u x-osi, postavnu veličinu položaja rotora u y-osi, postavnu veličinu brzine vrtnje rotora
4. Nelinearni regulator prema zahtjevu 1, **naznačen time**, da za svoj rad koristi četiri mjerene veličine: položaj rotora u x-osi, položaja rotora u y-osi, brzinu vrtnje rotora i kut zakreta rotora
- 30 5. Nelinearni regulator prema zahtjevu 1, **naznačen time**, da u blok (11) ulaze tri postavna signala - izlaz iz PID regulatora (12), izlaz iz PID regulatora (13) i izlaz iz PID regulatora (14), te signal kuta zakreta rotora.
6. Nelinearni regulator prema zahtjevu 1, **naznačen time**, da iz inverznog nelinearnog modela stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red (11) izlaze referentne vrijednosti statorskih struja.
- 35 7. Nelinearni regulator prema zahtjevu 1, **naznačen time**, da inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red (11) koristi koeficijente za određivanje struja statora sukladno izrazu
- $$[k_1^i(\varphi_R) \quad k_2^i(\varphi_R) \quad k_3^i(\varphi_R)]^T = (X_1^T X_1) X_1^T [i_{1_1}(\varphi_R) \quad i_{1_2}(\varphi_R) \quad \dots \quad i_{1_L}(\varphi_R)]^T$$
- ili
- $$[k_1^i(\varphi_R) \quad k_2^i(\varphi_R) \quad \dots \quad k_9^i(\varphi_R)]^T = (X_2^T X_2) X_2^T [i_{1_1}(\varphi_R) \quad i_{1_2}(\varphi_R) \quad \dots \quad i_{1_L}(\varphi_R)]^T$$
8. Nelinearni regulator prema zahtjevu 1, **naznačen time**, da inverzni nelinearni model stroja s implementiranim funkcijama struja rastavljenih u Taylorov red (11) prema izrazu

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_s(\varphi_R, F_x, F_y, T_z) &= \mathbf{i}_s(\varphi_R, \mathbf{F}) = \begin{bmatrix} i_1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_2(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_3(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_4(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_5(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ i_6(\varphi_R, \mathbf{F}) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} f_1^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_2^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_3^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_4^1 \varphi_R, \mathbf{F} \\ f_5^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \\ f_6^1(\varphi_R, \mathbf{F}) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \partial i_1(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_x & \partial i_1(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_y & \partial i_1(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial T_z \\ \partial i_2(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_x & \partial i_2(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_y & \partial i_2(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial T_z \\ \partial i_3(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_x & \partial i_3(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_y & \partial i_3(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial T_z \\ \partial i_4(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_x & \partial i_4(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_y & \partial i_4(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial T_z \\ \partial i_5(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_x & \partial i_5(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_y & \partial i_5(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial T_z \\ \partial i_6(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_x & \partial i_6(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial F_y & \partial i_6(\varphi_R, \mathbf{0}) / \partial T_z \end{bmatrix} \mathbf{F} \\
&= \begin{bmatrix} k_1^1(\varphi_R) & k_2^1(\varphi_R) & k_3^1(\varphi_R) \\ k_1^2(\varphi_R) & k_2^2(\varphi_R) & k_3^2(\varphi_R) \\ k_1^3(\varphi_R) & k_2^3(\varphi_R) & k_3^3(\varphi_R) \\ k_1^4(\varphi_R) & k_2^4(\varphi_R) & k_3^4(\varphi_R) \\ k_1^5(\varphi_R) & k_2^5(\varphi_R) & k_3^5(\varphi_R) \\ k_1^6(\varphi_R) & k_2^6(\varphi_R) & k_3^6(\varphi_R) \end{bmatrix} \mathbf{F}
\end{aligned}$$

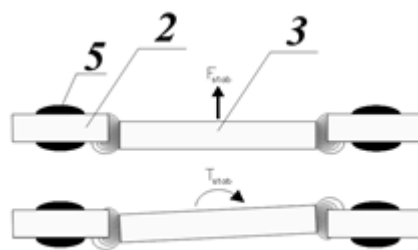
ili prema izrazu

$$i_i(\varphi_R, \mathbf{F}) \approx f_i^2(\varphi_R, \mathbf{F}) = \nabla i_i(\varphi_R, \mathbf{0})(\mathbf{F}) + \frac{1}{2} \mathbf{F}^T \{ \nabla^2 i_i(\varphi_R, \mathbf{0}) \} \mathbf{F}$$

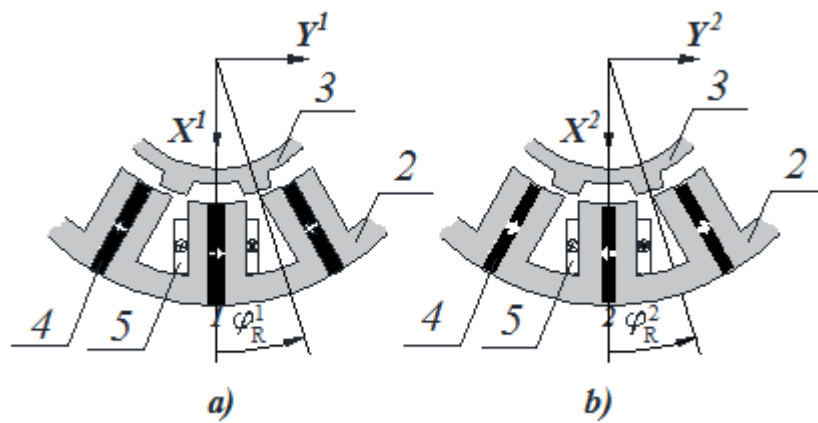
na osnovi koeficijenata prema zahtjevu 7 i postavne veličine položaja rotora u x-osi, postavne veličine položaja rotora u y-osi, postavne veličine brzine vrtnje rotora te kuta rotora određuje potrebne vrijednosti statorskkih struja za svaki kut rotora.



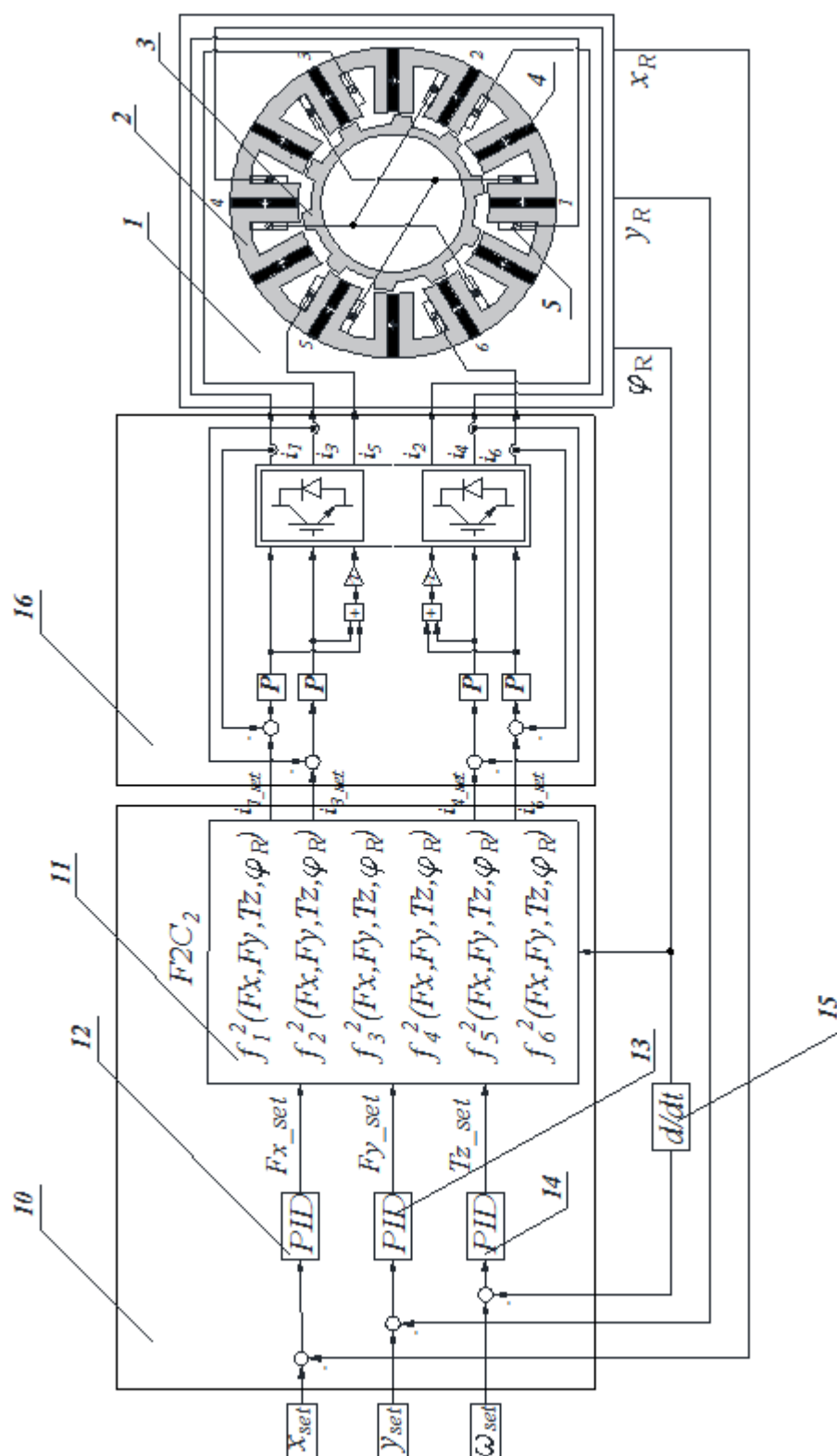
Slika 1.



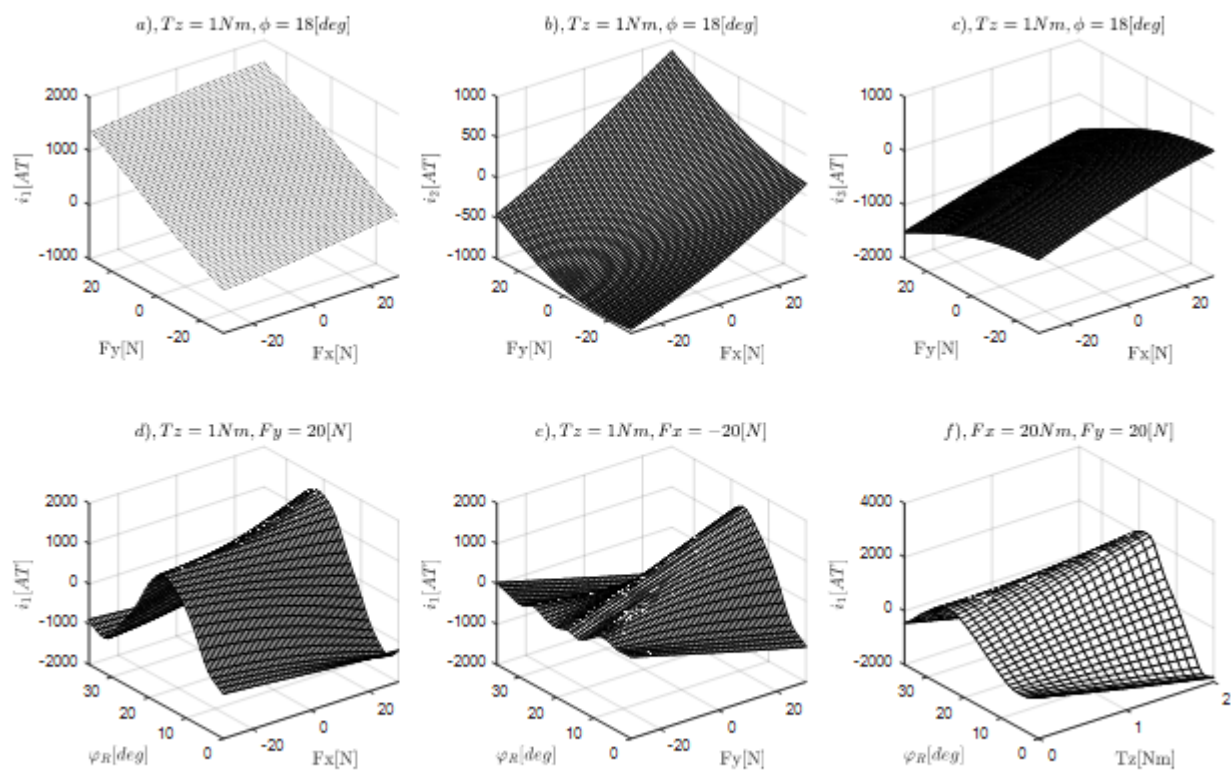
Slika 2.



Slika 3.



Slika 4.



Slika 5.