

Algoritam za određivanje induktivnosti sinhronih mašina sa stalnim magnetima

Mihajlo Pantić, Vladimir Popović, Darko Marčetić

Departman za energetska elektroniku i električne mašine

Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu

Novi Sad, Republika Srbija

mihajlo.pantic@neotech.rs, popovicv@uns.ac.rs, darmar@uns.ac.rs

Sažetak— U ovom radu opisan je inovativni algoritam za automatsko određivanje parametara induktivnosti u sinhronim mašinama sa stalnim magnetima. Rezultat algoritma su dve unapredene trodimenzionalne mape koje pokazuju promene induktivnosti d i q ose sa promenom d i q struja statora. Merenje induktivnosti motora se vrši utiskivanjem strujnog test signala varijabilne amplitude a dovoljno visoke frekvencije tako da rotor sinhronog motora tokom testa ostaje u stanju mirovanja. Precizna strujna regulacija naizmeničnog test signala je realizovana sa proporcionalno-rezonantnim strujnim regulatorom, dok je informacija o vrednostima induktivnosti izvučena iz dobijenog napona primenom Gercelovog filtra. Algoritam za merenje induktivnosti je potvrđen eksperimentalnim putem na niskonaponskom (48V) pogonu sa sinhronim motorom sa utisnutim magnetima u rotor sa primenom u električnim golf kolicima.

Ključne reči: samopodešavanje, identifikacija induktivnosti, proporcionalno-rezonantni regulator, Gercelov filter

I. UVODNA RAZMATRANJA

Zbog svojih superiornih dinamičkih karakteristika i primenljivosti u širokom opsegu brzina, vektorska kontrola je najčešće primenljivana u regulisanim pogonima. Za pravilan rad vektorski regulisanog pogona neophodno je poznavanje parametara motora. U slučaju sinhronog motora sa magnetima utisnutim u rotor, *IPMSM*, (engl. *Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor*), induktivnosti d i q ose su različite, i različito se menjaju sa strujama, tako da je potrebno poznavanje njihove promene sa promenom struja. Samo tačne vrednosti induktivnosti omogućavaju robustan rad strujnih regulatora u d - q sistemu. Poznavanje induktivnosti je potrebno kako za određivanje parametara strujnih regulatora tako i za ostvarenje raspredanja osa ekvivalentnog statorskog naponskog kola na visokim brzinama. Nadalje, vrednosti induktivnosti su potrebne za račun optimalnih *MTPA* (engl. *Maximum torque Per Ampere*) vrednosti d - q struja, čime se ostvaruju minimalni gubici u bakru, i time efikasan rad pogona pri malim i srednjim brzinama kada je u potpunosti iskorišćen strujni kapacitet pogona. Iz gore pomenutih razloga je neophodno razviti algoritam kojim se pouzdano i precizno mogu odrediti induktivnosti mašine, pri raznim nivoima zasićenja magnetskih osa[1].

U ovom radu je predložen algoritam za merenje induktivnosti statora *IPMSM* koji radi automatski i nezavisno, uz minimalno učešće operatera. Tokom rada algoritma rotor motora je u stanju mirovanja, bez dodatih ukočenja sa mehaničke strane, što je poželjno u većini aplikacija. U poglavlju II je dat matematički model *IPMSM* i opisan osnovni princip merenja induktivnosti utiskivanjem visokofrekventnog *HF* test signala, (engl. *High Frequency*). U poglavlju III je opisan rezonantni strujni regulator u stacionarnog dvofaznom domenu koji omogućuje utiskivanje sinusoidalne test struje potrebne amplitude i frekvencije, [3]. U IV poglavlju je dat Gercelovog algoritam baziran na *DFT*, koji je pogodan za filtraciju signala na frekvenciji od interesa[4]. U poslednjem poglavlju je opisana eksperimentalna postavka, i dati rezultati meranja induktivnosti 48V *IPMSM* motora.

II. PREDLOG METODA ZA AUTOMATSKO MERENJE INDUKTIVNOSTI SINHRONE MAŠINE

Jednačinama (1), (2) i (3) je dat model sinhrone mašine sa stalnim magnetima u sinhronorotirajućem d - q referentnom sistemu osa [1]. Parametri L_{sd} , L_{sq} predstavljaju induktivnosti statorskih namotaja u direktnoj d i podužnoj q osi, R_s je otpornost statorskog namotaja, ω_e je električna brzina rotacije statorskog polja, Ψ_{pm} je fluks koji potiče od stalnih magneta utisnutih u d osu rotora dok je s operator vremenske diferencije.

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_{sd} & -\omega_e L_{sq} \\ -\omega_e L_{sd} & R_s + sL_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_{pm} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_{pm} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}) \quad (3)$$

Pri nultoj brzini obrtanja važi $\omega_e L_s i = 0$ i $\omega_e \Psi_{pm} = 0$ i ekvivalentno kolo mašine postaje jednostavno RL kolo iz kojeg je moguće dobiti informaciju o induktivnosti utiskivanjem prostoperiodičnog signala struje. Impedansa RL kola se uobičajeno meri naizmeničnim AC (engl. *Alternating Current*) test signalom napona, uz merenje amplitude odziva u vidu struje statora. Primena naponskog test signala konstantne amplitude ne garantuje potreban nivo struje, pogotovo u slučaju međusaturacije osa, i time nailazi na mnogobrojne

probleme pri merenju induktivnosti ac mašina [2]. Iz tog razloga je u ovom radu predloženo kontrolisano utiskivana AC test signala struje, a ne napona. Utiskuje se sinusoidni AC test signal struje amplitude $|\hat{I}_s|$ i učestanosti ω_e u svakoj od osa $x \in \{d, q\}$, a merenjem efektivne vrednosti prvog harmonika napona $|\hat{U}_{s(x)}|$ se može proračunati ekvivalentna impedansa. Nakon određivanja impedanse (4), uz R_s prethodno određeno UI metodom se određuje reaktansa mašine (5) i konačno dobija željena induktivnost (6).

$$|\hat{Z}_{(x)}| = \frac{|\hat{U}_{s(x)}|}{|\hat{I}_{s(x)}|} \quad (4)$$

$$X_{(x)} = \sqrt{|\hat{Z}_{(x)}|^2 - (R_s)^2} \quad (5)$$

$$L_{(x)} = \frac{X_{(x)}}{\omega_e} \quad (6)$$

Algoritam za cilj ima mapiranje induktivnosti u određenom opsegu struja, a od posebnog značaja su radne tačke koje se nalaze duboko u zasićenju magnetnog kola. U ovim radnim tačkama dolazi do izražaja efekat međusaturacije osa, zbog kojeg se vrednosti induktivnosti značajno menjaju. Ovo se postiže istovremenim utiskivanjem dva prostoperiodična signala struje [2]. Utisnuti signali su pomereni za 90 stepeni čime se sprečava pojava reluktantne komponente momenta u (3). Na ovaj način mašina ne proizvodi momenat tokom procesa identifikacije parametara i izbegava se obrtanje rotora. Utiskivanje AC signala struja visoke frekvencije nije moguće klasičnim regulatorima struje, pa je korišten proporcionalno-rezonantni regulator optimizovan za rad samo na frekvenciji test signala, kao što je objašnjeno u sledećem poglavlju.

Takođe, treba imati u vidu da su induktivnosti dobijene na ovaj način dobro definisane jedino ako su utisnuti signali prostoperiodični. Zbog ovoga je potrebno filtrirati dobijeni signal napona koji je zbog nelinearnosti magnetnog kola harmonijski izobličen. Signal napona je više izobličen u d-osi što je očekivano usled prisustva fluksa stalnog magneta. Iz tog razloga je veoma važna i dobra filtracija osnovnog harmonika napona koja je izvršena sa Gercelevim filtrom. Izdvojen fundamentalni harmonik napona obezbeđuje dobru definisanost impedansi i uklanja efekte postojanja magnetopobudne sile usled fluksa stalnog magneta.

III. FUNKCIJE POTREBNE ZA REALIZACIJU MERENJA INDUKTIVNOSTI SINHRONE MAŠINE

U ovom radu predložen način merenja induktivnosti se bazira na utiskivanju strujnog test signala na željenoj frekvenciji uz promenu i kontrolu njegove amplitude. Ovo je značajni doprinos u odnosu na klasični naponski test signal, koji ne može da obezbedi i održi potreban nivo struje pri merenju induktivnosti, pogotovo u slučaju velikih međuzasićenja (uticaj struje jedne ose na nivo zasićenja u drugoj osi) između d - i q -ose sinhronog motora.

Pošto se merenja induktivnosti vrše na relativno visokim frekvencija test signala, utiskivanje visokofrekventnog test signala se ne može ostvariti primenom klasičnih proporcionalno-integralnih regulatora. Iz tog razloga je

predložena primena proporcionalno-rezonantnog regulatora koji je upravo namenjen za generisanje prostoperiodičnog signala struje na jednoj željenoj učestanosti.

Kada se utisne strujni signal potrebne amplitude, induktivnost mašine za taj nivo struje je direktno proporcionalna osnovnom harmoniku napona koji se javlja kao odziv mašine na taj strujni test signal. Iz tog razloga je predložena upotreba Gercelevog filtra, upravo namenjenog za izdvajanje osnovnog harmonika signala, u ovom slučaju napona sinhrone mašine na frekvenciji test signala.

A. Proporcionalni-rezonantni regulator za utiskivanje strujnog test signala na visokim frekvencijama

Za utiskivanje prostoperiodičnog signala struja na istoj frekvenciji varijabilne amplitude, potrebnog za određivanje induktivnost motora, koristi se proporcionalno-rezonantni regulator. Funkcija prenosa idealnog $G_{PR}(s)$ rezonantnog regulatora sa beskonačnim pojačanjem na rezonantnoj frekvenciji je data sa (7)[3]. Funkcija prenosa rezonantnog regulatora sa konačnim faktorom dobrote i konačnim pojačanjem signala na rezonantnoj frekvenciji, koja se koristi pri merenju induktivnosti, data je jednačinom (8)[3].

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_f^2} \quad (7)$$

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{K_R \Delta \omega_{3dB} s}{s^2 + 2\Delta \omega_{3dB} s + \omega_f^2} \quad (8)$$

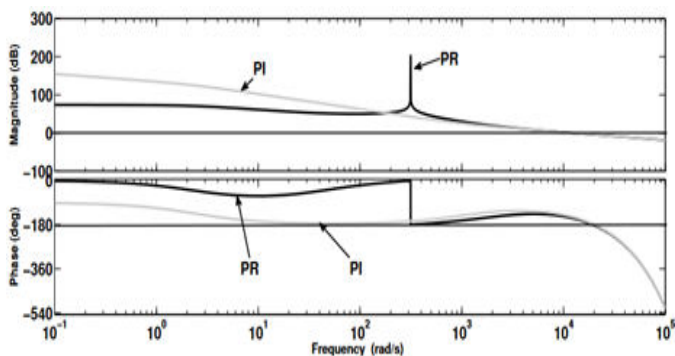
gde je ω_f je rezonantna frekvencija test signala koji regulator treba da ostvari, $\Delta \omega_{3dB}$ je opseg frekvencija na kojoj se signal oslabi za 3dB. Idealan regulator ima beskonačno pojačanje na rezonantnoj učestanosti, čime se u povratnoj sprezi obezbeđuje savršeno praćenje zadate reference. U realnom pogonu nije moguće obezbediti beskonačno pojačanje pa je zato podesnije koristiti funkciju prenosa iz jednačine (8).

Parametarska sinteza regulatora je izvršena optimizacijom Bodeovih amplitudno-fazno frekventnih karakteristika. Prvo je pronađeno proporcionalno pojačanje kojim se ostvaruje željeni pretek faze, a potom se podešava pojačanje na rezonantnoj učestanosti. Izrazi (9) i (10) daju konačne formule za proračunavanje parametara[3].

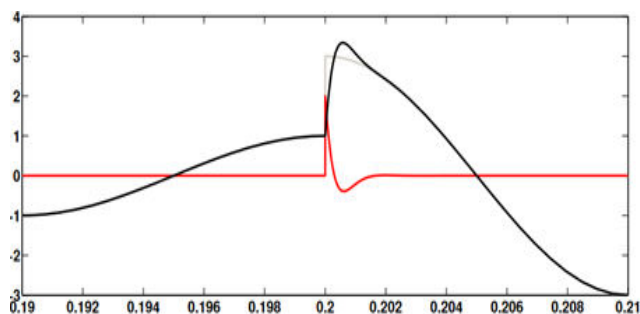
$$K_P = \frac{L}{V_{DC}} \omega_{c(max)} \quad (9)$$

$$K_R \approx \frac{\omega_{c(max)}}{10} \quad (10)$$

gde je L vrednost parametra induktivnosti, V_{DC} pretpostavljena vrednost napona napajanja a $\omega_{c(max)}$ je presečna učestanost



Sl.1 Uporadne Bodeove karakteristike proporcionalno-rezonantnog i proporcionalno-integralnog regulatora



Sl.2 Odziv idealnog proporcionalno-rezonantnog regulatora

Slika 1. prikazuje Bodeovu karakteristiku proporcionalno-rezonantnog regulatora u poređenju sa klasičnim proporcionalno-integralnim regulatorom uz uvaženo kašnjenje invertora [3].

Rezultat računarske simulacije odziva proporcionalno-rezonantnog regulatora prilikom promene reference su dati na Slici 2.

Za realizaciju proporcionalno-rezonantnog regulatora na mikroprocesorskom sistemu potrebno je diskretizovati njegovu funkciju prenosa [4]. U ovom radu korištena je impulsno invarijantna metoda koja daje funkciju prenosa (11):

$$G_{PR}(z) = T_s \frac{1 - z^{-1} \cos(\omega_r T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_r T_s) + z^{-2}} \quad (11)$$

Isečak koda u programskog jeziku C, dat u nastavku, prikazuje softversku realizaciju regulatora u mikrokontroleru.

```
float pr_regulator_imp
(struct pr_reg_imp *pr, float reference, float
feedback)
{
    float tmp1, tmp2;
    pr->err[1] = pr->err[0];
    pr->err[0] = reference - feedback;
    pr->output = pr->output[1];
    pr->output[1] = pr->output[0];
    tmp1 = pr->ki * pr->ts * pr->err[0];
    tmp2 = - pr->ki * pr->ts * pr->err[1] * pr->b;
    tmp3 = pr->a * pr->output[1] - pr->output;
    pr->output[0] = tmp1 + tmp2 + tmp3;
    return pr->output[0] + pr->kp*pr->err[0];
}
```

B. Gercelov filter za izdvajanje osnovne komponente napona

Za pronalaženje amplitude osnovnog harmonika napona na frekvenciji utisnutom strujnog test signala je korišćen Gercelov filter. Gercelov filter se realizuje putem Gercelov algoritma koji predstavlja filtarsku formu *DFT* algoritma [5].

Gercelov algoritam se izvodi iz definicije *DFT*:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{nk} \quad W_N = e^{-\frac{j2\pi}{N}} \quad (12)$$

čiji se ekvivalentni oblik dobija množenjem sa $W_N^{-kN} = 1$

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{-k(N-n)} \quad (13)$$

Izraz sa desne strane predstavlja diskretnu konvoluciju funkcije $x[n]$ i funkcije $W_N^{-nk}u[n]$, tj.

$$X[k] = (x[n] * W_N^{-nk}u[n])|_{n=N} \quad (14)$$

Prethodni izraz govori da ako signal $x[n]$ propustimo kroz filter čija je sistemska funkcija jednaka $W_N^{-nk}u[n]$ dobijamo vrednost k-tog harmonika ulaznog signala. Ako na ovaj filter primenimo z transformaciju, dobijamo diskretnu funkciju prenosa $H(z)$.

$$H(z) = \sum_{m=0}^{\infty} W_N^{-mk} z^{-m} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1 - W_N^{-mk} z^{-m}}{1 - W_N^{-mk} z^{-m}} \sum_{m=0}^{\infty} W_N^{-mk} z^{-m} \\ &= \frac{W_N^0 z^0}{1 - W_N^{-k} z^{-1}} = \frac{1}{1 - W_N^{-k} z^{-1}} \end{aligned} \quad (16)$$

Nakon racionalizacije imenioca dobija se konačna verzija diskretne funkcije prenosa Gercelovog filtra

$$H(z) = \frac{1 - W_N^k z^{-1}}{1 - 2 \cos\left(\frac{2\pi}{N} k\right) z^{-1} + z^{-2}} \quad (17)$$

koja se realizuje sledećim C programom:

```
float goertzel_filter
(float signal, float *mem, float *coeff)
{
    static uint16_t counter = 0;
    float amp;
    float output_r, output_im;
    mem = mem[1];
    mem[1] = mem[0];
    mem[0] = signal + coeff[0]*mem[1] - mem;
    output_r = mem[0] - coeff[1]*mem[1];
    output_im = -mem[1]*coeff;
    arm_sqrt_f32(output_r*output_r +
output_im*output_im, &amp);
    amp = 2.0/FILT_SAMP_NUM*amp;
    return amp;
}
```

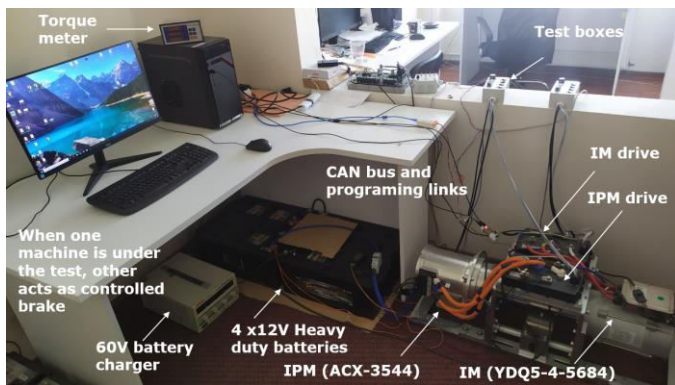
IV. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Predloženi algoritam za automatsko merenje induktivnosti d i q ose je uključen u skup protokola za merenje parametara

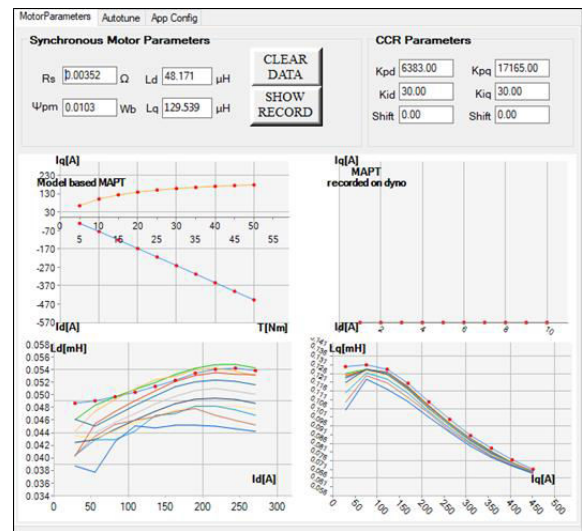
IPMSM od interesa. Merenje različitih parametara AC motora se vrši pozivanjem različitih programskih rutina mikroprocesačkog programa dok se ceo proces kontroliše putem specijalizovanog softvera sa strane PC računara (*engl. Personal Computer*), Slika 4. Skup programski rutina za merenje parametara motora (R_s , L_{dq} , ψ_{PM} , J , etc) se oslanja na program za vektorsko upravljanje sinhronim motorom. Kao hardver se koristi standardni niskonaponski trofazni inverter sa 6 paralelnih FET u svakoj od grana invertora, koji može da se napaja sa 48V -72V baterije i može da obezbedi linijsku struju motora do 700A. Merenje linijskih struja motora se vrši sa dve LEM sonde, a merenje položaja rotora putem rezolvera.

Proces merenja parametara je uglavnom automatizovan, uz minimalnu intervenciju korisnika od koga se zahteva unos potrebnog opsega merenja (unos maksimalne i minimalne struje koja će biti korištena tokom rada).

Precizna strujna regulacija i simultano utiskivanje dva ac test signala potrebne amplitude u obe ose motora je realizovana softverski, sa dva proporcionalno-rezonantna strujna regulatora u d - q sistemu. Zadati strujni opseg se deli na deset referentnih strujnih tačaka i potom se struje na test frekvenciji potrebne amplitude utiskuju u motor. Induktivnosti se mere u ukupno sto tačaka, po deset u d i q osi za svaku od deset vrednosti amplitude struje, čime se uvažavaju efekti zasićenja ali i međuzasićenja osa i pravi se trodimenzionalno mapiranje induktivnosti. Za svaki novi inkrement d ili q struje se izvršava merenje struja i napona i proračunavaju induktivnosti za par d i q struja. Eksperimentalna postavka za merenje induktivnosti *IPMSM* je data na Slici 3.

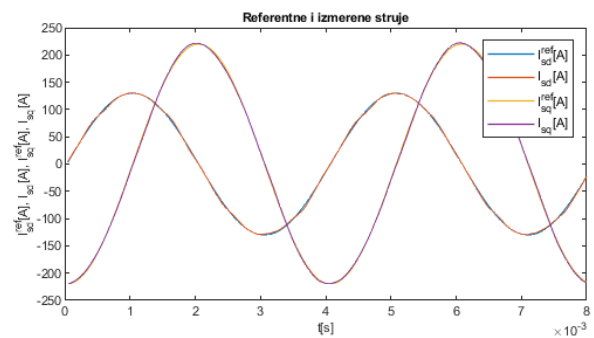


SI.3 Eksperimentalna postavka za merenje induktivnosti *IPMSM*

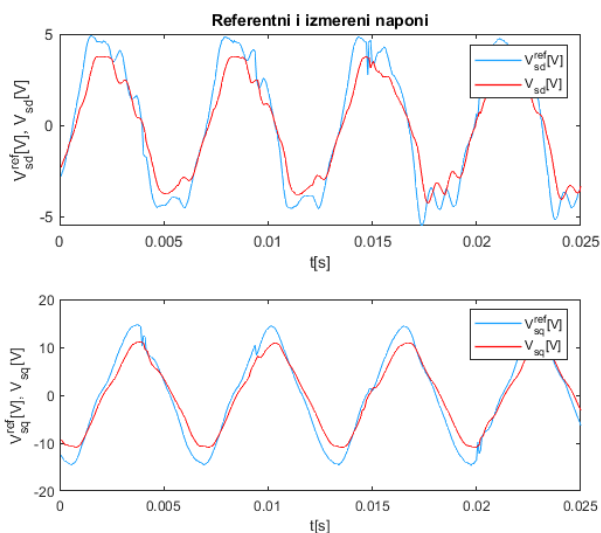


SI.4 Specijalizovani softver za prikaz i analizu podataka

Vazdušni zazor rotora *IPMSM* je izrazito anizotropan (postoje isturenosti na rotoru usled utiskivanja permanentnog magnetu) po geometrijskoj koordinati što rezultuje u značajno različitim induktivnostima u d i q osi i uvećava reluktantnu komponentu. Vrednosti ovih induktivnosti su neophodne za rad strujnih regulatora, tako i za *MTPA* krivu kojom se omogućuje optimalna raspodela magnetskog i reluktantnog momenta i dobija efikasan rad ovog motora. Komunikacija između *PC*-a i mikrokontrolera se izvršava preko *CAN-BUS* protokola. Podaci se prikazuju u specijalizovanom softveru (slika 4) u kojem je dalje moguće izvršiti analizu i obradu podataka, kao i proračun parametara strujnih regulatora koji zavise od dobijenih induktivnosti. Utiskivanje struja se izvršava PR regulatorom. Slika 5, prikazuje izmereni odziv regulatora po d i q osi, reference struja i izmerene struje. Primećujemo da je obezbeđeno idealno praćenje reference struje. Slika 6, prikazuje upravljačke signale napona, referentne i merene, koji se dobijaju na izlazu regulatora. Primećujemo da su naponi izuzetno harmonijski izobličeni, i to značajnije u d -osi u kojoj se nalaze stalni magneti koji predstavljaju DC komponentu fluksa i koji se u signalu napona vide kroz spektar viših harmonika.

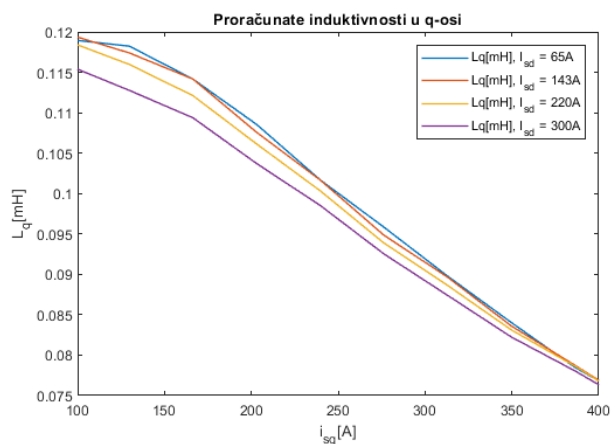


SI.5 Izmereni odziv dq struja rezonantnog regulatora

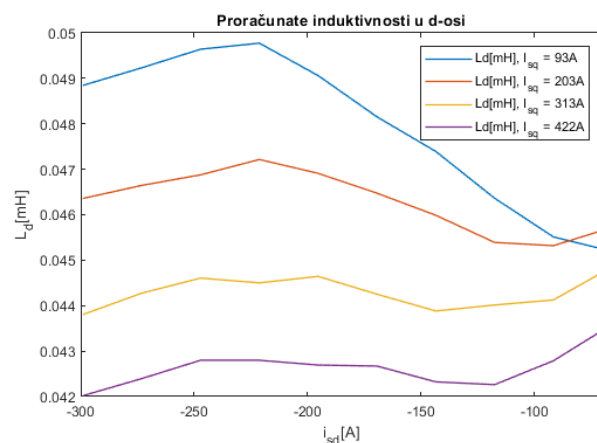


Sl.6 Izmereni odzivi dq napona rezonantnog regulatora

Iz ovako dobijenih napona je Gercelovim filtrom izdvojena amplituda prvog harmonika, i izračunate induktivnosti za svaki par d i q struja po formulama (4) – (6). Slika 7 i 8 daju grafike zavisnosti induktivnosti u direktnoj L_d i poprečnoj osi L_q od struja u obe ose (I_d i I_q) kroz familije karakteristika pri različitim vrednostima amplituda struja. Sa grafika se lako uočava efekat međusaturacije i efekat zasićenja induktivnosti. Međuzasićenje u direktnoj osi dovodi do značajnog pada podužne induktivnosti. Žavanje pada induktivnosti je od posebnog značaja posebno na velikim brzinama.



Sl.7 Familija krivih proračunatih induktivnost L_q u poprečnoj osi u zavisnosti od I_q , sa vrednosti struje I_d kao parametrom



Sl.8 Familija krivih proračunatih induktivnost L_d u poprečnoj osi u zavisnosti od I_d , sa vrednosti struje I_q kao parametrom

Krive prikazane na slikama 7 i 8 potvrđuju značaj potpunog trodimenzijalnog mapiranja induktivnosti sinhronog motora. Slika 7 pokazuje jasan pad induktivnosti L_q sa porastom struje u q osi, ali ne i značajan uticaj struje d ose na induktivnost u q osi. Sa druge strane, struja u q osi dovodi do značajnog pada u induktivnosti d -ose, što se jasno vidi iz slike 8. Slika 8 takođe pokazuje karakterističan porast induktivnosti d ose sa rastom negativne struje u istoj osi, što je posledica umanjena ukupnog fluksa u d -osi statora. Ovim se dobija kompletna slika o magnetnom kolu magnetna i na osnovu 3D podataka je moguće znatno preciznije proračunati optimalne vrednosti statorskih struja u odnosu na korišćenje klasičnih 2D krivi zasićenja. Dobijene induktivnosti se koriste za korigovanje parametara regulatora tokom rada. Ako za to nema potrebe, moguće je za nominalne vrednosti induktivnosti usvojiti prvu tačku sa obe karakteristike. Na primer, sa slika 7 i 8 se mogu pročitati nominalne vrednosti induktivnosti d i q ose, $L_d = 0.046\text{mH}$ i $L_q = 0.12\text{mH}$.

V. ZAKLJUČAK

U radu je predložen algoritam za automatsko određivanje parametara induktivnosti u sinhronim mašinama sa stalnim magnetima koji se bazira na strujnom, a ne na naponskom test signalu. Time je obezbeđeno merenje induktivnosti motora u potrebnom strujnom opsegu, sa precizno definisanim parovima tačaka I_d i I_q za koje važe merene induktivnosti. Precizna strujna regulacija i simultano utiskivanje ac test signala potrebne amplitude i proizvoljne frekvencije u obe ose motora je realizovana sa dva proporcionalno-rezonantna strujna regulatora, dok je informacija o vrednostima induktivnosti izdvojena primenom Gercelovog filtra nad signalom napona. Upotrebljivost algoritam je potvrđena eksperimentalnim putem na niskonaponskom *IPMSM*.

VI. LITERATURA

- [1] Marčetić P. Darko, Mikroprocesorsko upravljanje energetskim pretvaračima, Novi Sad: Fakultet tehničkih nauka, 2012
- [2] Self-Commissioning of AC Motor Drives / Odhano, SHAFIQ AHMED. - (2014). [10.6092/polito/porto/2543100]

- [3] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 814-822, May 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.810852.
- [4] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó. López, J. Malvar and P. Fernandez-Comesaña, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 7, pp. 1692-1712, July 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2041256.
- [5] Goertzel, G. (1958). An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series. American Mathematical Monthly, 65, 34

ABSTRACT

In this paper the self-commissioning algorithm for automated stator d-q inductance measurement of interior permanent-magnet synchronous motor is proposed. Algorithm results in two 3D maps that present the L_d and L_q inductances as functions of d and q stator currents. Inductances are measured using HF current test signal with different amplitude and with frequency high enough to not produce the torque and to keep the motor at rest. Precise current regulation needed to

apply ac current test signal is achieved using resonant current controller, while the inductance values at given current level were extracted from ac voltage using Gercel filter. Proposed algorithm is confirmed experimentally on low-voltage (48V) vector controlled drive with IPMSM for golf cart application.

**IMPROVED ALGORITHM FOR INDUCTANCE
CALCULATION OF IPMSM DRIVE**

Mihajlo Pantić, Vladimir Popovic, Darko Marčetić

ZAHVALNICA

Ovo istraživanje je podržano od strane Ministarstva nauke, tehnološkog razvoja i inovacija (br. ugovora: 451-03-65/2024-03/200156) i Fakulteta tehničkih nauka Univerziteta u Novom Sadu kroz projekat "Naučnoistraživački i umetničkoistraživački rad istraživača u nastavnim i saradničkim zvanjima" Fakulteta tehničkih nauka Univerziteta u Novom Sadu (br: 01-3394/1)