

Regulacija asinhronskega motorja v slabljenju polja

Mitja Alič

E-pošta: mitja1357@gmail.com

Povzetek. IZHODIŠČA. Električni pogoni v današnjem času vse hitreje nadomeščajo druge oblike ustvarjanja mehanskega dela. Povečala se je tudi potreba po velikem razponu vrtilne hitrosti. Z uporabo napetostno-frekvenčnih pretvornikov se lahko generira poljubne oblike in velikosti napajalnih napetosti. Na podlagi različnih tehnik in izračunov nastavlamo željene vrednosti za pogone. V tem delu bom predstavil tehnike za regulacijo asinhronskega stroja v področju konstantne moči, pri čemer je želja po čim višjem ustvarjenem navoru.

METODE. Ob pregledu strokovne literature, ki je ustrezala študiji, sem zbral primere tehnik, s katerimi asinhronski motor reguliramo v območju slabljenja polja, hkrati pa zagotovimo visoko vrednost ustvarjenega navora.

REZULTATI. S simulacijami sem prikazal, da s pomočjo različnih tehnik, stroj v področju slabljenja polja ustvari različne velikosti električnega navora.

ZAKLJUČEK. Obstaja veliko pristopov, kako regulirati pogon asinhronskega motorja v področju slabljenja polja. Različne tehnike se odzivajo različno. S katero tehniko bo motor reguliran, je odvisno le od načrtovalca pogona.

Ključne besede: koordinatni sistem rotorskega polja, magnetilni tok, navor, slabljenje polja

1 UVOD

Želja po velikem razponu vrtilne hitrosti elektromotorjev je v sedanjem času zelo zaželjena. Z uporabo napetostno-frekvenčnih pretvornikov se lahko pogone zelo dobro prilagodi bremenom, katere bo moral premagovati. Z različnimi metodami se pogone lahko vodi v širokem območju. V območjih do nazivne vrtilne hitrosti se uporablja metoda U/f [1], ki v področju do nazivne vrtilne hitrosti omogoča ustvariti konstanten navor. V nadnazivnih hitrostih začne pogon omejevati napetostna zmožnost napajalnega pretvornika. Navadno se pri tej točki obratovanja spremeni metoda za določanje zelenih vrednosti tokov v motor. V literaturi [1], [2], [4] ipd. so opisane metode, ki se jih je primerno poslužiti. Za obratovanje asinhronskega motorja pri nadnazivnih vrtilnih hitrostih je potrebno zmanjšati vrednost magnetnega sklepa v zračni reži. Ta metoda ne zagotovi enakega navora kot v podnazivnem območju vrtilne hitrosti. V tem območju sta vrednosti napajalne napetosti in toka konstantni, zato se to območje delovanja imenuje območje konstantne moči. Za obratovanje s čim višjim navorom pa je potrebno pravilno nastaviti želene vrednosti tokov v področju slabljenja polja. Motor hkrati ne sme preseči nazivnih vrednosti napajalne napetosti in toka, saj bi se mu s tem lahko skrajšala življenska doba.

V tem delu bom predstavil različne metode za določanje zelenih vrednosti tokov. S programskim paketom Matlab sem simuliral delovanje motorja v nadnazivnih vrtilnih hitrostih in pri tem preizkusil nekatere metode.

2 PRETVORBA V KOORDINATNI SISTEM POLJA

Teorija orientacije polja je bila prvič objavljena v sedemdesetih letih prejšnjega stoletja in velja danes kot prevladujoče orodje za regulacijo servo pogonov, ki ni omejena le na asinhronske motorje.

Napetosti, tokove in magnetne sklepe posameznih faz lahko v stroju opišemo s prostorskim vektorjem posamezne količine. Prostorsko umestitev faznih količin dosežemo z matričnim množenjem.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}$$

Transformacija je prikazana na primeru napetosti, velja pa tudi za prostorski vektor toka in magnetnega sklepa. Iz Kirchhoffovih zakonov sledi

$$\sum_{n=1}^3 i_n(t) = 0 \quad (1)$$

prav tako za napetosti

$$\sum_{n=1}^3 u_n(t) = 0 \quad (2)$$

Prostorski vektor je vektorska vsota faznih količin, ki so v medsebojno zamaknjene za kot $\gamma = 2\pi/3$. Prostorsko umestitev faznih veličin dosežemo tako, da

njihove skalarne vrednosti množimo s tremi kompleksnimi konstantami

$$e^{jn\gamma} = \cos n\gamma + j \sin n\gamma,$$

kjer je $n = \{0,1,2\}$. Prostorsko umeščeni vektorji posameznih faz so definirani kot

$$\mathbf{i}_1(t) = i_1(t)e^{j0}$$

$$\mathbf{i}_2(t) = i_2(t)e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\mathbf{i}_3(t) = i_3(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

Skupni učinek vseh tokov združimo v rezultanti toka. Ob upoštevanju Kirchhoffovega in Eulerjevega izreka velja naslednja relacija

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(t) &= c(\mathbf{i}_1(t) + \mathbf{i}_2(t) + \mathbf{i}_3(t)) = \\ &= \underbrace{c \frac{3}{2} i_1(t)}_{\text{Re}[\mathbf{i}(t)]} + j \underbrace{c \frac{\sqrt{3}}{2} (i_2(t) - i_3(t))}_{\text{Im}[\mathbf{i}(t)]} = \\ &= i_{sa}(t) + j i_{sb}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

Dvofazno statorsko navitje ustvari vrtilno magnetno polje. Enako vrtilno magnetno polje bi ustvarila tudi dva enosmerno napajana navitja, ki bi se vrtela. Vrteti bi se morala z enako mehansko frekvenco, kot je električna frekvenca napajanja prvotnega (dvofaznega) navitja. Torej dobimo ekvivalentni učinek, le da imamo miselno drugo izvedbo stroja. Navidezna navitja dq sistema se vrtijo z mehansko frekvenco f_{el} , navitja ab sistema pa mirujeta. Navitja ab napajamo z izmenično napetostjo s frekvenco f_{el} , navidezna dq navitja pa z enosmerno napetostjo. Magnetno polje je v obeh primerih enako, navzven se razmere ne spremenijo [3]. Transformacijo izvede projiciranje na nov koordinatni sistem, ki je zasukan glede na sistem ab za kot ρ .

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} \quad (4)$$

dq sistem se vrti s krožno frekvenco $\omega_{el} = 2\pi f_{el} = \frac{d\rho}{dt}$

$$\rho = \int (\omega_{sl} + p_p \omega_m) dt \quad (5)$$

Kjer ω_{sl} predstavlja slipno krožno frekvenco, ω_m mehansko vrtilno hitrost in p_p polove pare.

S temi transformacijami se tok kot tudi napetost in rotorski magnetni pretok pretvori v sistem, ki se ga obravnava kot reguliranje enosmerne motorja.

V znani enofazni nadomestni shemi asinhronskega stroja, poznamo stresani induktivnosti $L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$ in glavno induktivnost, ki jo označimo z L_m . Te induktivnosti izhajajo iz statorske L_s in rotorske L_r induktivnosti.

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m \quad (6)$$

$$L_r = L_{\sigma r} + L_m \quad (7)$$

Stresani induktivnosti lahko opišemo tudi s faktorji stresanja.

$$L_{\sigma s} = \sigma_s L_m \quad (8)$$

$$L_{\sigma r} = \sigma_r L_m \quad (9)$$

Vpeljimo faktor skupnega stresanja

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (10)$$

S tem faktorjem lahko definiramo tranzientno induktivnost statorskega navitja, ki nastopa v izpeljanih napetostnih enačbah [1].

$$L'_s = \sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (11)$$

3 ELEKTRIČNI NAVOR

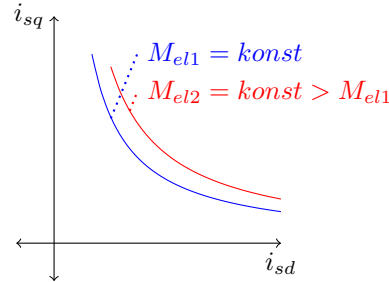
Splošna enačba za električni navor \mathbf{M}_{el} se glasi

$$\mathbf{M}_{el} = \Psi \times \mathbf{i} \quad (12)$$

Po [1] se izraz za električni navor poenostavi v

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} i_{sq} \quad (13)$$

Zaradi povezave med i_{sd} in i_{mr} opisane v poglavju 4 lahko v stacionarnem stanju upoštevamo enakost med tema tokovoma. V stacionarnem stanju bo navor konstanten, če bo produkt tokov i_{sd} in i_{sq} konstanten. Na sliki 1 se vidi dva primera krivulj, na katerih je na vsaki krivulji navor konstanten.



Slika 1: Prikaz navora v odvisnosti od komponent toka

4 STANDARDNA METODA

Napajalni pretvornik pogona ima definirano napetostno in tokovno limito. Napetostna limita je odvisna od napetosti enosmerne pretvornika [4]. Zaradi omejene izhodne napetosti pretvornika je lahko maksimalna napetost:

$$u_{sd}^2 + u_{sq}^2 = U_{smax}^2 \quad (14)$$

u_{sd} in u_{sq} predstavljata vzdolžno in prečno komponento napetosti v dvoosnem koordinatnem sistemu. Napetosti sta odvisni od prečne i_{sq} in vzdolžne i_{sd} komponente toka ter magnetilnega toka i_{mr} (enačbi 15, 16). Magnetilna komponenta toka je odvisna le od i_{sd}

(17). i_{mr} se na i_{sd} odziva, kot člen prvega reda s časovno rotorsko konstanto, ki je razmerje med rotorsko induktivnostjo in rotorsko upornostjo [1].

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L'_s \frac{di_{sd}}{dt} - L'_s \omega_{mr} i_{sq} + (L_s - L'_s) \frac{di_{mr}}{dt} \quad (15)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L'_s \frac{di_{sq}}{dt} + L'_s \omega_{mr} i_{sd} + (L_s - L'_s) \omega_{mr} i_{mr} \quad (16)$$

$$T_r \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr} = i_{sd} \quad (17)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (18)$$

V stacionarnem stanju so vrednosti odvodov enake 0. Tok i_{mr} ima takrat enako vrednost kot i_{sd} . Pri višjih vrtilnih hitrostih postane ohmski padec napetosti zanemarljiv in enačbi se v stacionarnem stanju poenostavita v

$$u_{sd} = -L'_s \omega_{mr} i_{sq} \quad (19)$$

$$u_{sq} = L_s \omega_{mr} i_{sd} \quad (20)$$

Vstavimo (19) in (20) v enačbo (14)

$$(L'_s \omega_{mr} i_{sq})^2 + (L_s \omega_{mr} i_{sd})^2 = U_{smax}^2 \quad (21)$$

Rezultat predstavlja maksimalno vrednost statorskih tokov v dvoosnem koordinatnem sistemu v odvisnosti od napetosti. Če izraz nekoliko predelamo, dobimo enačbo, iz katere prepoznamo elipso:

$$\left(\frac{i_{sd}}{a}\right)^2 + \left(\frac{i_{sq}}{b}\right)^2 = 1 \quad (22)$$

a in b predstavljata polosi elipse, $a = U_{smax}/(\omega_{mr} L_s)$, $b = U_{smax}/(\omega_{mr} L'_s)$. Polosi sta funkciji vrtilne hitrosti in z naraščanjem hitrosti postajata manjši.

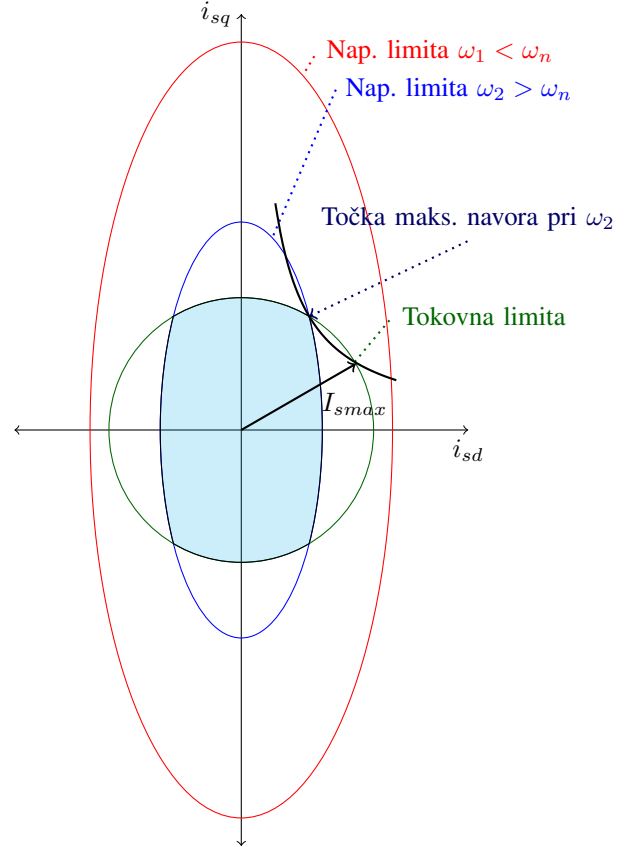
Vsak motor je konstruiran za določene pogoje in temu primerno je določen tudi nazivni tok. Če stroj obratuje z višjim tokom kot je nazivni, se bo zaradi toplotnih izgub v navitjih začel prekomerno segrevati. S segrevanjem se lahko stroj deformira, ali se mu z obratovanjem v takih pogojih skrajša življenska doba. Maksimalen tok v motor je tako definiran kot:

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = \hat{I}_n^2 = I_{smax}^2 \quad (23)$$

Pogojema določenima z enačbama (22) in (23), mora statorski tok vedno ustrezati. Ob takem obratovanju bo stroj lahko deloval celotno življensko dobo [4].

Če grafično ponazorimo napetostno in tokovno limito, nam presek limit prikazuje točko, ki označuje največjo vrednost i_{sd} in i_{sq} (slika 2). V tej točki motor ustvari največji navor. Tokovna limita je ponazorjena s krožnico, z radijem I_{smax} . Elipsa predstavlja napetostno limito, ki se v odvisnosti od vrtilne hitrosti spreminja. Pri nižjih

vrtilnih hitrostih sta polosi večji od polmera tokovne limite (napetostna limita za ω_1 na sliki 2), zato vpliva na željene vrednosti tokov i_{sd} in i_{sq} le tokovna limita (tokovni vektor se mora gibati znotraj zelenega kroga). Pri višjih vrtilnih hitrostih polosi elipse postaneta manjši in želene vrednosti tokov se morajo prilagoditi tudi napetostni limiti (napetostna limita za ω_2 na sliki 2). Želeni vrednosti tokov i_{sd} in i_{sq} se morata prilagoditi preseku območja, ki ga označuje obarvan del.



Slika 2: Prikaz napetostne in tokovne limite pri dveh različnih vrtilnih hitrostih

Pri vrtilnih hitrostih višjih od nazivne se standardno uporablja slabljenje polja po prvi potenci. Pri tej metodi se znižuje vrednost toka i_{sd} v obratnem razmerju z vrtilno hitrostjo,

$$i_{sd}^* = i_{sdn} \frac{\omega_n}{\omega_r} \quad (24)$$

kjer i_{sdn} predstavlja nazivno vrednost magnetilnega toka, ω_n predstavlja nazivno vrtilno hitrost, ki jo ponvadi navede proizvajalec in ω_r trenutno vrtilno hitrost rotorja. Ulomek $\frac{\omega_r}{\omega_n}$ bi lahko nadomestili tudi z vrtilno hitrostjo v p.u. sistemu. Maksimalna vrednost i_{sq} pri tej metodi določi limita po (23) [4].

$$i_{sqmax} = \sqrt{I_{smax}^2 - i_{sd}^{*2}} \quad (25)$$

5 IZBOLJŠANA METODA

Za zagotovitev maksimalnega navor v območju nad nazivno hitrostjo, mora biti maksimalen produkt tokov i_{sd} in i_{sq} . Maksimalen produkt je v točki preseka tokovne in napetostne limite na sliki 2.

V nadaljevanju sta opisani dve tehniki nastavljanja želene vrednosti toka i_{sd} , s katerima je možno doseči višji navor kot s standardno metodo. Predpostavljamo linearno karakteristiko magnetilne krivulje $B(H)$, katera je v realnosti nelinearna. Prva tehnika (Tehnika A) ustvari večji navor v območju nad vrtilno hitrostjo kot standardna. Druga (Tehnika B) temelji na prvi metodi, vendar lahko ob prehodnih pojavih ustvari večji navor kot tehnika A [4].

5.1 Tehnika A

Ob definiranjem napajalnega pretvornika je podana maksimalno vrednost izhodne napetosti in toka. Ob upoštevanju enačb (22) in (25) lahko izrazimo vrtilno hitrost, pri kateri je nazivni vzdolžni tok še možen. Vrtilna hitrost, pri kateri se poslužimo tehnike slabljenja polja, je odvisna od parametrov napajalnega pretvornika, nazivnega vzdolžnega toka ter statorske in stresane induktivnosti.

$$\omega_n = \frac{U_{smax}}{\sqrt{i_{sdn}^2(L_s^2 - L_s'^2) + (L_s' I_{smax})^2}} \quad (26)$$

V področju slabljenja polja bo navor višji od standardne metode ob upoštevanju limit, ki jih določata enačbi (22) in (23).

$$i_{sd}^* = \sqrt{\frac{(\frac{U_{smax}}{\omega})^2 - (L_s' I_{smax})^2}{L_s^2 - L_s'^2}} \quad (27)$$

Vrednost i_{sd}^* glede na vrtilno hitrost v področju slabljenja polja lahko razberemo iz slike 2, v presečišču elipse in krožnice.

Za zagotovitev čim višjega navora in optimalnih statorskih tokov v nadnazivnih hitrostih, je potrebno upoštevati enačbo za limito napetosti (21) in navorne enačbe (13). Iz (21) izrazimo eno od komponent toka, jo vstavimo v (13), odvajamo po drugi komponenti toka in enačimo z nič. Iz postopka sledi, najoptimalnejše obratovanje pri tokih

$$i_{sd} = \frac{U_{smax}}{\omega \sqrt{2} L_s} \quad (28)$$

$$i_{sq} = \frac{U_{smax}}{\omega \sqrt{2} L_s'} \quad (29)$$

Z vstavljanjem v (21) opazimo, da je optimalneje obratovati z enakima komponentama napetosti u_{sd} in u_{sq} [4].

5.2 Tehnika B

Pri tehniki A je upoštevano, da je motor v stacionarnem stanju in i_{mr} enak i_{sd} . Navorno enačbo za asinhroski motor se lahko zapiše kot [1]:

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} |\psi_{rd}| i_{sq}, \quad (30)$$

pri čemer ψ_r predstavlja rotorski magnetni sklep. Ta je odvisen od magnetilnega toka, ki je posledica i_{sd}

$$\psi_{rd} = \frac{L_m i_{sd}}{1 + T_r p}, \quad (31)$$

kjer p predstavlja operator odvajanja po času $p = d/dt$ in T_r rotorsko časovno konstanto.

Rešitev enačbe (31) je:

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} + \Delta \psi_{rd}, \quad (32)$$

kjer je

$$\Delta \psi_{rd} = (\psi_{rd}(t_0) - L_m i_{sd}(t_0)) e^{\frac{t_0 - t}{T_r}} \quad (33)$$

t_0 predstavlja začetni čas. Elektromagnetni navor je tako povišan

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (L_m i_{sd} + \Delta \psi_{rd}) i_{sq} \quad (34)$$

Ob upoštevanju neenakosti i_{mr} in i_{sd} v enačbi (16) in posledično tudi v enačbi (22), je željena vrednost vzdolžne komponente toka:

$$i_{sd}^* =$$

$$\frac{\sqrt{(cL_s)^2 + d[(\frac{U_{smax}}{\omega})^2 - L_s'^2 I_{smax}^2 - c^2]} - cL_s}{d} \quad (35)$$

$$i_{sqmax} = \sqrt{I_{smax}^2 - i_{sd}^{*2}}, \quad (36)$$

pri čemer

$$c = \frac{L_m}{L_r} (\psi_r(t_0) - L_m i_{sd}(t_0))$$

$$d = L_s^2 - L_s'^2$$

Po prehodnem pojavu (enačba (31)), c konvergira k 0. S tem se izraz (35) poenostavi v (27) [4].

6 SIMULACIJE IN UPORABA TEHNIK

Simulacije sem izvedel s programskim paketom Matlab. Za model asinhroskega motorja sem si izbral podatke, podane v tabeli 1.

Za izračune v simulaciji sem uporabil dvoosni koordinatni sistem, v katerega sem pretvoril asinhroski motor.

Motor sem reguliral z neposredno FOC metodo. Limite v regulaciji sem nastavljal po izrazih (21) in (23). Osrednji del simulacij se je navezoval na določanje vzdolžne komponente toka. Za njeno določanje sem uporabil izraza iz zgoraj teoretično opisanih postopkov (glej poglavje 5.1, 5.2).

Tabela 1: Nazivni podatki simuliranega motorja

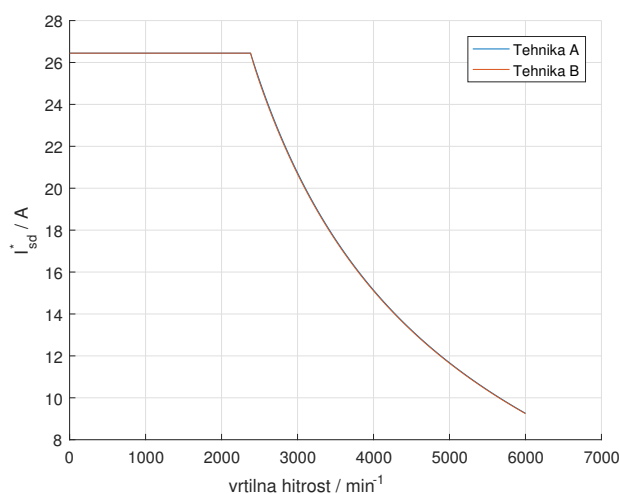
P_n	0.5 kW
M_n	2,5 Nm
U_n	15 V
$I_{mrn} = i_{sdn}$	18,7 A
I_n	28,4 A
n_N	2200 min ⁻¹
R_s	0.074 Ω
R_r	0.0513 Ω
L_s	2.596 mH
L_r	2.559 mH
L_m	2.4 mH
p_p	1 polov par
J	0,001 kg m ²

7 REZULTATI SIMULIRANIH TEHNIK

Pri simulaciji izboljšanih tehnik nisem upošteval nelinearnosti železa. Zato je vrtilna hitrost lahko naraščala tudi v območju, kjer se je v realnosti potrebno poslužiti druge tehnike zaradi nasičenosti železa.

7.1 Statična karakteristika

Statično karakteristiko sem simuliral tako, da sem željeno vrednost vrtilne hitrosti linearno večal. Rezultat simulacije je na sliki 3.

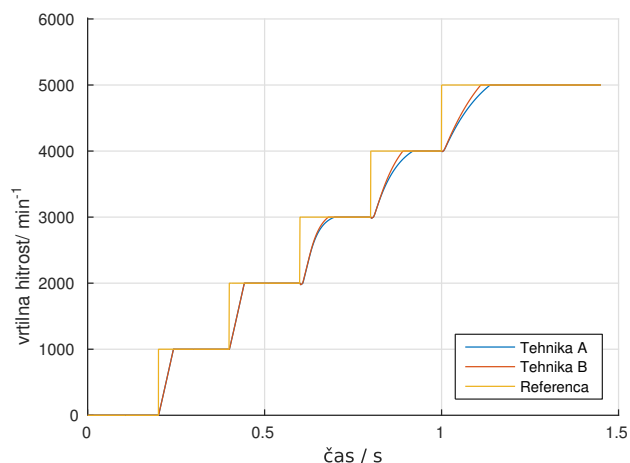


Slika 3: Odvisnost željene vrednosti vzdolžne komponente toka od vrtilne hitrosti

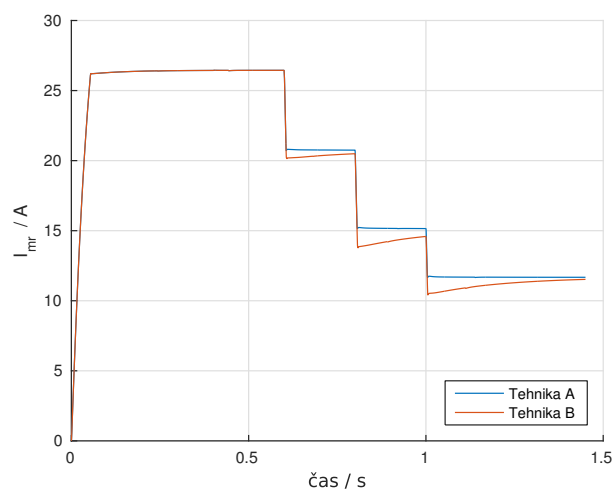
V poglavju 5.2 je opisano, da je v stacionarnem stanju vrednost i_{sd}^* enaka v obeh tehnikah. V simulaciji je manjše odstopanje druge tehnike. Vrednost vrtilne hitrosti sem linearno višal, zato se je spreminjala tudi željena vrednost vzdolžne komponente. Rotorski magnetni pretok linearno sledi vrednosti i_{sd} . Konstanta c tako ni 0. Izraz v (35) zato ni enak (27) in od tu je manjše odstopanje.

7.2 Prehodni pojav

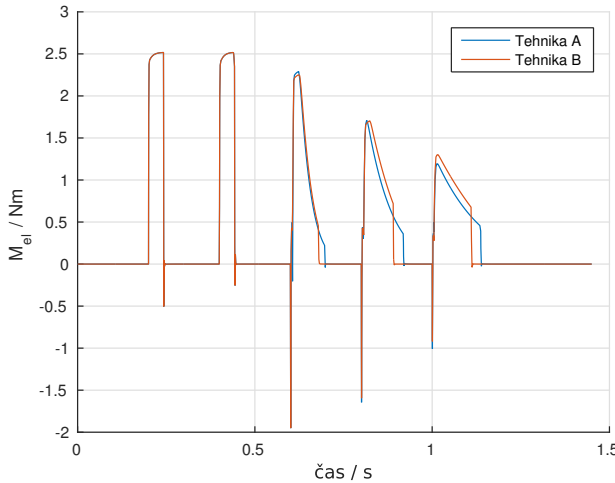
V naslednji simulaciji sem simuliral prehode vrtilne hitrosti. Za željeno vrednost vrtilne hitrosti sem nastavljal stopničasto funkcijo. Ob tem sem opazoval vrtilno hitrost, vrednosti magnetilnega toka in potek ustvarjenega navora. Določanje željene vrednosti i_{sd} sem nastavljal z uporabo tehnik opisanih v poglavju 5.1 in 5.2. Potek simulacije je predstavljen na slikah 4, 5 in 6. V področju slabljenja polja se vrednost željene vrednosti vzdolžne komponente toka manjša. Pri času 0,6 s sem se začel posluževati tehnik primernih v področju slabljenja polja. Motor v tem področju lahko ustvari manjši navor, kot ga je lahko ustvarjal v območju pod nazivno hitrostjo. Na sliki 6 se vidi, kako motor v območju višjih vrtilnih hitrosti ne ustvari več polnega navora. Najvišja vrednost ustvarjenega navora pada obratno sorazmerno z višanjem vrtilne hitrosti. Prehodni pojav vrtilne hitrosti zaradi manjšega ustvarjenega navora traja dlje (slika 4).



Slika 4: Potek prehodov vrtilne hitrosti



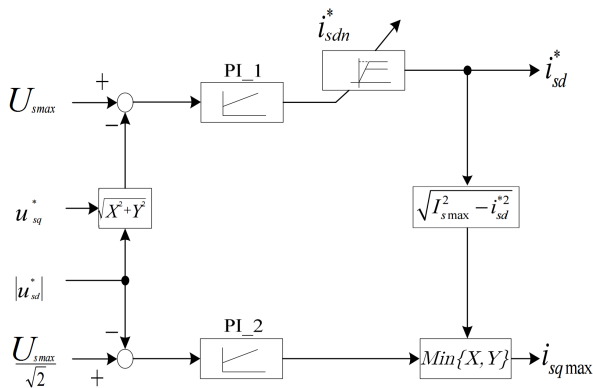
Slika 5: Potek vrednosti magnetilnega toka



Slika 6: Potek ustvarjenega navora

8 DRUGE METODE MAKSIMALNEGA NAVORA NA TOK

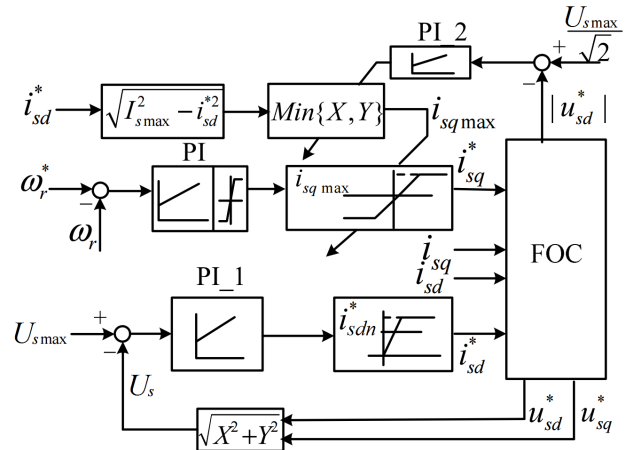
V regulaciji se nastavlja vrednosti željenih tokov, vendar motor se krmili z napetostjo. Izhod regulacije je napetost, katero je potrebno prilagoditi glede na področje delovanja. V področju konstantnega navora je želja zagotoviti naziven magnetni pretok ($i_{sd}^* = \text{konst.}$). Izhodna napetost ima nižjo amplitudo kot jo lahko zagotovi enosmerni tokokrog. V tem področju se uporablja U/f metoda [1]. Ko U/f metoda doseže maksimalno izhodno napetost je potrebno u_{sq} (20) manjšati. Za ohranjanje maksimalne napetosti lahko vzdolžno komponento napetosti povišamo. V obratovanju z maksimalno izhodno napetostjo, se bo lahko zagotovil najvišji navor. Slika 7 prikazuje primer blokovne sheme za zagotavljanje maksimalnega navora. Strategija je sestavljena iz dveh PI regulatorjev za določanje vzdolžne komponente toka in maksimalne vrednosti i_{sq} .

Slika 7: Blokovna shema za določanje toka i_{sd} in maksimalne vrednosti prečne komponente toka [5]

Regulator PI_1 regulira i_{sd} in skrbi za zmanjševanje

magnetnega pretoka v področju slabljenja polja. Regulator PI_2 skrbi, da sta vrednosti $|u_{sd}^*|$ in u_{sq}^* enaki $\frac{U_{smax}}{\sqrt{2}}$ (28) (29), saj motor v tej delovni točki ustvari največji navor (glej pog. 5.1).

Na sliki 8 je prikazan primer uporabe takega načina določanja željenih vrednosti tokov. Regulator PI_1 je omejen z nazivno vrednostjo vzdolžne komponente toka in uravnava vrednost toka, ko je na izhodu zahtevana maksimalna napetost. Ko motor obratuje v območju konstantnega navora, je regulator PI_2 v nasičenju. Maksimalna vrednost i_{sq} je omejena z izrazom $\sqrt{I_{smax}^2 - i_{sd}^2}$. V tem območju je maksimalna vrednost prečne komponente toka odvisna le od i_{sd} . V področju slabljenja polja se začne željena vrednost vzdolžne komponente toka manjšati, s tem pa se začne višati vrednost maksimalne vrednosti prečne komponente. Izhod regulatorja PI_1 se prične manjšati, ko postane absolutna vrednost izhodne napetosti enaka U_{smax} . Sočasno začne regulator PI_2 siliti končno izhodno napetost vzdolžne komponente k vrednosti $U_{smax}/\sqrt{2}$. Rezultat delovanja s to strategijo je, da motor ves čas deluje v točki maksimalnega navora [5].



Slika 8: Blokovna shema regulacije za ustvarjanje maksimalnega navora [5]

V opisu te regulacije nikjer ni omenjen noben parameter stroja katerega reguliramo. Metoda samodejno zniža vrednost i_{sd} , ko je na izhodu maksimalna napetost. Maksimalno vrednost prečne komponente toka določi tokovna limita (23), ali regulator PI_2 glede na vrednost vzdolžne komponente napetosti (29). Ta metoda je univerzalna za katerikoli asinhronski stroj.

9 ZAKLJUČEK

Predstavil sem regulacijo motorja v področju slabljenja polja. Opisal sem osnovno metodo, kako nastavljeni željeni vrednosti vzdolžne komponente toka. Predstavil sem tudi izboljšani tehniki, s katerima lahko motor ustvari višji navor v območju nad nazivno hitrostjo. Simuliral sem poteka nastavljanje vzdolžne komponente

toka glede na željeno vrtilno hitrost. Na koncu sem predstavil še metodo, po kateri se napaja motor tako, da vedno deluje v točki največjega ustvarjenega navora.

Obratovanje motorja v nadnazivnih vrtilnih hitrostih nam omogoča večji razpon željene vrtilne hitrosti. Z uporabo primernih tehnik lahko v širokem območju vrtilne hitrosti dosežemo maksimalen navor. S tem delom sem prikazal, da se lahko v območju nad nazivno hitrostjo obratuje dobro. S primerno metodo se da še zvišati ustvarjen navor. Metodo, katero se bo uporabilo v pogonu, je nato odvisno le od načrtovalca.

LITERATURA

- [1] V. Ambrožič, P. Zajec, *Električni servo pogoni*, Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016
- [2] P. Jereb, D. Miljavec, *Električni stroji: temeljna znanja*, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 2014
- [3] D. Sušin, *Transformacije*, interni vir, Ljubljana, 2015
- [4] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, pp 632–641, 1998
- [5] Y. Xu, C. Shen, H. Hui and Z. Huang, *Field Weakening Strategy in a Wide Speed Range of Induction Motors for Electric Vehicles Based on Maximum Torque Control* Power Electronics and Application Conference and Exposition, p. 740, 2014