

# Regulacija asinhronskega motorja v slabljenju polja

Mitja Alič

E-pošta: mitja1357@gmail.com

**Povzetek.**

**Ključne besede:** dvoosni koordinatni sistem, magnetilni tok

**Control of asynchronous motor in the field weakening**

Mitja in english here please.

## 1 UVOD

Kot študent fakultete za elektrotehniko na Univerzi v Ljubljani sem pri predmetu Integrirani pogonski sistemi delal na regulaciji pogona v nadnazivni hitrosti. V nadnazivnih hitrostih pogon začne omejevati napetostna zmožnost napajalnega pretvornika. Ponavadi se poslužimo zmanjševanje referenčne vrednosti amplitude magnetnega sklepa v zračni rezi v obratnem razmerju s vrtilno hitrostjo. To pa nam ne zagotovi maksimalnega navora. S programskim paketom Matlab sem simuliral delovanje motorja v nadnazivnih hitrostih in pri tem preizkusil različne metode.

## 2 STANDARDNA METODA

Frekvenčni pretvornik pogona ima definirano napetostno in tokovno limito. Napetostna limita je odvisna od enosmerne napetosti generirane v pretvorniku. Zaradi omejene izhodne napetosti pretvornika je lahko maksimalna napetost:

$$u_{sd}^2 + u_{sq}^2 = U_{dc}^2 \quad (1)$$

$u_{sd}$  in  $u_{sq}$  predstavljata vzolžno in prečno komponento napetosti v dvoosnem koordinatnem sistemu [1]. Napetosti sta odvisni od prečne, vzdolžne komponente toka in magnetilnega toka (enačbi 2, 3). Magnetilna komponenta toka je odvisna le od vzdolžne komponente toka (enačba ??).

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L'_s \frac{di_{sd}}{dt} - L'_s \omega_{mr} i_{sq} + (L_s - L'_s) \frac{di_{mr}}{dt} \quad (2)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L'_s \frac{di_{sq}}{dt} + L'_s \omega_{mr} i_{sd} + (L_s - L'_s) \omega_{mr} i_{mr} \quad (3)$$

V stacionarnem stanju so vrednosti odvodov enaki 0. Magnetilni tok ima enako vrednost kot  $i_{sd}$ . Pri višjih

vrtilnih hitrostih postane ohmski padec napetosti zanemarljiv in enačbi se poenostaviti:

$$u_{sd} = -L'_s \omega_{mr} i_{sq} \quad (4)$$

$$u_{sq} = -L_s \omega_{mr} i_{sd} \quad (5)$$

Enačbi 4 in 5 vstavimo v 1:

$$(L'_s \omega_{mr} i_{sq})^2 + (L_s \omega_{mr} i_{sd})^2 = U_{dc}^2 \quad (6)$$

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

$$\left(\frac{i_{sd}}{a}\right)^2 + \left(\frac{i_{sq}}{b}\right)^2 = 1 \quad (7)$$

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

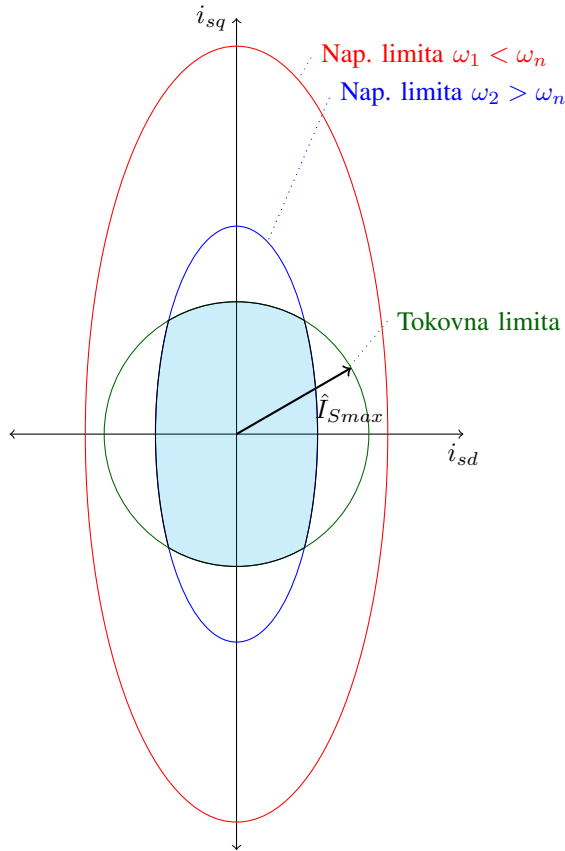
Vsak motor je konstruiran za določene pogoje in temu primerno je določen tudi nazivni tok. Če stroj obratuje z višjim tokom kot je nazivni se bo zaradi toplotnih izgub v navitjih začel segrevati. S segrevanjem pa lahko deformiramo stroj ali mu s takim obratovanjem skrajšamo življensko dobo. Maksimalen tok v motor je tako:

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = \hat{I}_n^2 \quad (8)$$

Pogojema določenima z enačbama 7 in 8, mora statorki tok vedno ustrezati. Ob takem obratovanju bo stroj lahko deloval celotno življensko dobo.

Če grafično ponazorimo napetostno in tokovno limito nam presek mej teh limit prikazuje točko, ki označuje največjo vrednost tokovnega vektorja (Slika 1). V tej točki motor ustvari največji navor Tokovna limita predstavlja krožnica, ki je neodvisna od hitrosti. Elipsa predstavlja napetostno limito, ki je odvisna od hitrosti. Pri nižjih vrtilnih hitrostih sta polosi večji od polmera tokovne limite (Napetostna limita za  $\omega_1$  na sliki 1), zato vpliva na tokovni vektor le tokovna limita (tokovni vektor se mora gibati znotraj zelenega kroga). Pri višjih vrtilnih hitrostih se polosi elipse zmanjšata

in tokovni vektor se mora prilagoditi tudi napetostni limiti (Napetostna limita za  $\omega_2$  na sliki 1). Gibati se mora po preseku območja ki ga označuje obarvan del.



Slika 1: Prikaz napetostne in tokovne limite pri dveh vrtilnih hitrostih

Pri vrtilnih hitrostih višjih od nazivne se standardno uporablja slabljenje polja po prvi potenci. Pri tej metodi znižujemo vrednost magnetilnega toka v obratnem razmerju z vrtilno hitrostjo,

$$i_{mag}^* = i_{magn} \frac{\omega_n}{\omega_r} \quad (9)$$

kjer  $i_{magn}$  predstavlja nazivno vrednost magnetilnega toka,  $\omega_n$  predstavlja nazivno vrtilno hitrost in  $\omega_r$  trenutno vrtilno hitrost rotorja. Ulomek  $\frac{\omega_r}{\omega_n}$  bi lahko nadomestili tudi z vrtilno hitrostjo v p.u. sistemu. Maksimalna vrednost prečne komponente toka pri tej metodi določi enačba 8:

$$i_{sqmax} = \sqrt{\hat{I}_n^2 - i_{sd}^{*2}} \quad (10)$$

### 3 IZBOLJŠANA METODA

V nadeljevanju sta opisani dve metodi nastavljanja željene vrednosti magnetilnega toka, pri katerih je magnetna nasičenost zanemarjena. Prva metoda ustvari večji navor v območju nad vrtilno hitrostjo. Druga metoda

temelji na prvi metodi, vendar lahko ob prehodnih pojavih ustvari večji navor kot prva tehnika.

#### 3.1 Prva izboljšana metoda

Ob definiranem frekvenčnem pretvorniku nam ta poda makimalno vrednost izhodne napetosti in toka. Ob upoštevanju enačb 7, 9 in 10 lahko izrazimo vrtilno hitrost pri kateri je še lahko nazivni magnetilni tok. Vrtilna hitrost pri kateri se poslužimo tehnike slabljenja polja je odvisna od parametrov frekvenčnega pretvornika, nazivnega magnetilnega toka ter statorske in stresane induktivnosti.

$$\omega_n = \frac{\hat{U}_{smax}}{\sqrt{i_{sdn}^{*2} (L_s^2 - L_s'^2) + (L_s' \hat{I}_n)^2}} \quad (11)$$

V področju slabljenja polja bo navor boljši od standardne metode ob upoštevanju limit ki jih določati enačbi 6 in 8.

$$i_{sd}^* = \sqrt{\frac{(\frac{\hat{U}_{dc}}{\omega})^2 - (L_s' \hat{I}_{smax})^2}{L_s^2 - L_s'^2}} \quad (12)$$

Vrednost željene vrednosti magnetilnega toka in prečne komponente toka glede na vrtilno hitrost v področju slabljenja polja lahko razberemo iz slike 1, v presečišču elipse in krožnice.

#### 3.2 Druga izboljšana metoda

Pri prvi metodi smo upoštevali da je motor v stacionarnem stanju in magnetilni tok je enak vzdolžni komponenti toka. Navorno enačbo za asinhroski motor lahko zapišemo tudi kot:

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} |\psi_{rd}| i_{sq} \quad (13)$$

pri čemer je  $\psi_r$  predstavlja rotorski magnetni sklep. Le ta je odvisen od magnetilnega toka, ki je posledica vzdolžne komponente statorskega toka.

$$\psi_{rd} = \frac{L_m i_{sd}}{1 + T_r p} \quad (14)$$

kjer  $p$  predstavlja operator odvajanja po času  $p = d/dt$  in  $T_r$  rotorska časovna konstanta.

Rešitev enačbe 14 lahko zapišemo kot:

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} + \Delta \psi_{rd} \quad (15)$$

kjer je

$$\Delta \psi_{rd} = (\psi_{rd}(t_0) - L_m i_{sd}(t_0)) e^{\frac{t_0 - t}{T_r}} \quad (16)$$

$t_0$  predstavlja začetni čas. Elektromagnetni navor je tako povišan

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (L_m i_{sd} + \Delta \psi_{rd}) i_{sq} \quad (17)$$

Ob upoštevanju neenakosti magnetilnega toka in vzdolžne komponente statoskega toka v enačbi 3 in posledično tudi v enačbi 7, lahko definiramo novo željeno vrednost vzdolžne komponente toka.

$$i_{sd}^* = \frac{\sqrt{(cL_s)^2 + (L_s^2 - L_s'^2)[(\frac{U_{dc}}{\omega})^2 - L_s'^2 I_{smax}^2 - c^2]} - cL_s}{L_s^2 - L_s'^2} \quad (18)$$

$$i_{sqmax} = \sqrt{\hat{I}_n^2 - i_{sd}^{*2}} \quad (19)$$

Pri čemer

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

#### 4 SIMULACIJE IN UPORABA TEHNIK

Simulacije sem izvedel s programskim paketom Matlab.

Za model asinhronskega motorja sem si izbral naslednje podatke:

- $P_n = 0.5$  kW
- $M_n = 2.5$  Nm
- $U_n = 15$  V
- $I_{mrn} = 18.7$  A
- $I_n = 28.4$  A
- $n_N = 2200$  rpm
- $R_s = 0.074$   $\Omega$
- $R_r = 0.0513$   $\Omega$
- $L_s = 2.596$  mH
- $L_r = 2.559$  mH
- $L_m = 2.4$  mH
- $p_p = 1$  polov par
- $J = 0.001$  kg m<sup>2</sup>

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

Simuliran napetostni pretvornik je imel omejitve napetosti in toka prilagojene nazivnim parametrom asinhronskega motorja.

- $U_{dc} = U_{max} = U_n \sqrt{2} = 21,2$  V
- $I_{max} = I_n \sqrt{2} = 40,16$  A

Motor sem reguliral z neposredno FOC metodo. Limite v regulaciji sem nastavljal po izrazih v 6 in 8. Osrednji del simulacij se je navezoval na določanje vzdolžne komponente toka. Za njeno določanje sem uporabil izraza iz zgoraj teoretično opisanih postopkov (enačba 12,18). V simulacijah sem preveril obe metodi in ocenil rezultate.

#### 5 REZULTATI SIMULACIJ

##### LITERATURA

- [1] V. Ambrožič, P. Zajec, *Električni servo pogoni*, Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016
- [2] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, pp 632–641, 1998
- [3] R. Fišer, *Pogonski sistemi z elektromotorji*