

Univerza v Ljubljani  
Fakulteta *za elektrotehniko*



Vanja Ambrožič

*Regulacijski sistemi*

(Poglavje 5-II k učbeniku "Sodobne regulacije pogonov z izmeničnimi stroji")

**NEREDIGIRANA INAČICA,  
SAMO ZA INTERNO RABO!**

Ljubljana, oktober 2006

## 5-II. SINHRONSKI STROJ V KOORDINATNEM SISTEMU POLJA

V nekaj zadnjih letih smo priča izrednemu predoru sinhronskih motorjev (SM) na področju servo pogonov. Pri AM s kratkostično kletko morajo statorski tokovi oz. napetosti skrbeti za dvojno vzbujanje: statorskega in (posredno prek indukcije) rotorskega polja, saj rotorsko navitje nima lastnega vzbujanja. Po drugi strani je vzbujanje rotorskega fluksa v SM avtonomno. V odvisnosti od načina njegovega generiranja razlikujemo dve osnovni izvedbi SM:

- SM s trajnimi magneti na rotorju: fluks v rotorju je posledica trajnega magneta, ki je običajno izdelan iz materialov z visoko gostoto magnetnega pretoka in koercitivnostjo, kot so npr. Sm-Co ali Ne-Fe-B.
- SM z elektromagnetom: na rotorju se nahaja navitje, ki ga prek drsnih obročev napajamo z enosmernim tokom.

V tem delu se bomo ukvarjali le s sinhronskimi motorji s trajnimi magneti (angl. Permanent Magnets Synchronous Motors – PMSM). V primerjavi z AM so PMSM nekoliko dražji, imajo pa večji izkoristek. Statorja obeh strojev sta skorajda enaka in imata neizražene pole. Rotor SM se vrti v sinhronizmu s poljem, ki ga ustvarja tok skozi statorsko navitje. Zaradi tega se rotor SM med obratovanjem praktično ne segreva, saj pri njem ni slipnih izgub, ki pa so prisotne pri AM.

Načeloma obstajata dve izvedbi SM:

- PMSM z izraženimi poli in
- PMSM z neizraženimi poli.

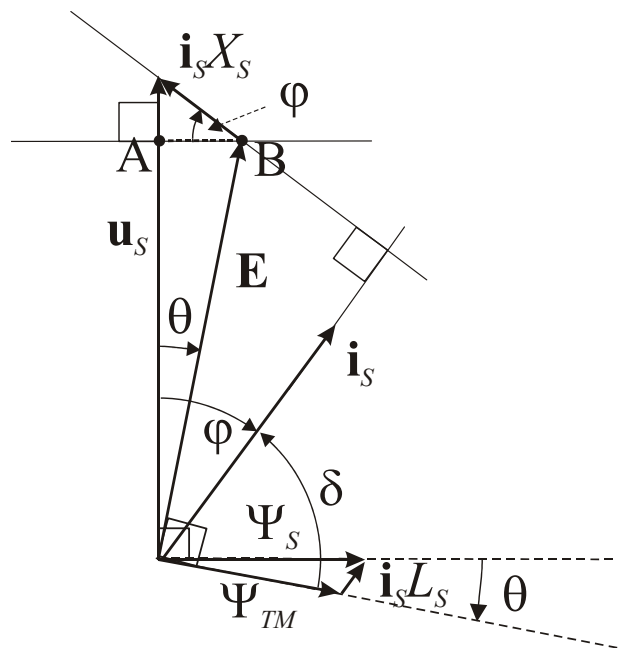
Njuni karakteristiki, s tem pa tudi načina krmiljenja, sta dokaj različni, zato si bomo podrobneje ogledali razlike v delovanju obeh izvedb.

### 5-II.1 SM s površinsko nameščenimi magneti

#### 5-II.1.1 Enačbe SMPMSM v stacionarnem stanju

V tem delu bomo opisali delovanje inačico SM s površinsko (angl. Surface Mounted – SM) nameščenimi magneti na rotorju (Slika 5-II- 1). Na sliki so prikazane tudi osi sistemov, ki ju bomo v bodoče uporabljali:  $a$  in  $b$  označujeta osi že znanega SKS, osi  $d$  in  $q$  pa določata koordinatni sistem rotorja (RKS), katerega vzdolžna os sovпада s smerjo polja trajnega magneta na rotorju. Že na prvi pogled lahko ugotovimo, da sta osi  $d$  in  $q$  skupna RKS in koordinatnem sistemu (rotorskega) polja (KSP). Pri AM smo že ugotovili, da se ta dva KS vrtita z različnima hitrostima.



Slika 5-II- 3: Kazalčni diagram SMPMSM (omska upornost  $R_S$  zanemarjena)

Fluks  $\Psi_{TM}$  je posledica delovanja trajnega magneta na rotorju,  $\Psi_S$  pa je skupni statorski fluks, torej seštevek fluksa trajnega magneta ter prispevka na statorski induktivnosti

$$\vec{\Psi}_S = \vec{\Psi}_{TM} + \vec{i}_S L_S \quad (5-II. 2)$$

Na vektorskem diagramu so razvidne relacije med posameznimi vektorji. Vektorja statorske napetosti in inducirane protinapetosti sta zamaknjena za *kolesni kot*  $\theta$ . Obe napetosti s pripadajočima fluksoma oklepata pravi kot, zato je kolesni kot hkrati tudi kot med statorskim in rotorskim fluksom.

Običajne karakteristike navora kažejo odvisnost navora od (kotne) hitrosti rotorja. Zaradi znanega dejstva, da je hitrost SM neodvisna od bremenskega navora (*sinhronska karakteristika*), navorno karakteristiko raje določamo s pomočjo njene enačbe v stacionarnem stanju, ki jo poznamo iz osnov električnih strojev. Pri tem bomo zanemarili omski padec napetosti oz. omske izgube.

Pri izračunu navora izhajamo iz enačbe za delovno moč, ki je definirana kot seštevek delovnih moči vseh treh faz

$$P_d = 3U_S I_S \cos \varphi. \quad (5-II. 3)$$

Če zanemarimo izgube v motorju, lahko predpostavimo, da se celotna delovna moč pretvori v mehansko in ustvari navor

$$P_d = P_{meh} = M_{el} p \omega$$

Iz kazalčnega diagrama (Slika 5-II- 3) sledi, da daljico AB lahko definiramo na dva načina

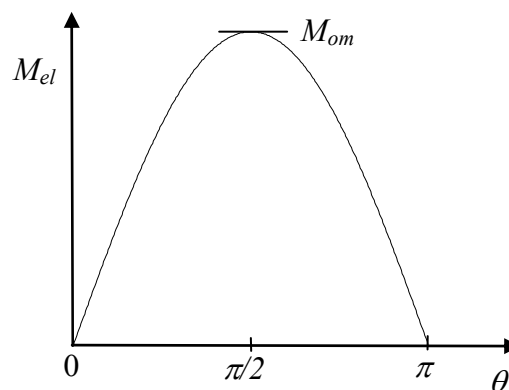
$$\overline{AB}: X_s I_s \cos \varphi = E \sin \theta.$$

Iz te relacije izrazimo  $I_s \cos \varphi$  ter vstavimo v (5-II.3), s čimer dobimo

$$M_{el} = 3p \frac{U_s E}{\omega X_s} \sin \theta \quad (5-II. 4)$$

Po tej enačbi je navor SMPMSM določen z velikostima pritisnjene statorske napetosti in inducirane napetosti ter s kolesnim kotom (Slika 5-II- 3). Slika 5-II- 4 kaže statično karakteristiko navora SMPMSM<sup>1</sup>. V stacionarnem stanju sta obe napetosti in hitrost ter kolesni kot konstantni. Omahni navor, to je največji navor, ki ga motor lahko ustvari, dobimo pri  $\theta = \pi/2$ :

$$M_{om} = 3p \frac{U_s E}{\omega X_s}$$



Slika 5-II- 4: Statična karakteristika navora SMPMSM

<sup>1</sup> PAZI: če je kot  $\theta$  definiran od  $U_s$  proti  $E$ , bo v motorskem režimu imel negativni predznak.

### 5-II.1.2 Enačbe SMPMSM v koordinatnem sistemu rotorskega polja

#### 5-II.1.2.1 Izpeljava enačb SMPMSM v KSP iz klasičnega modela

Do enačbe za navor v KSP lahko pridemo na več načinov. V prejšnji enačbi za navor (5-II.3) nastopata efektivni vrednosti faznih tokov in napetosti. V vektorski teoriji pa smo navajeni uporabljati prostorske vektorje. Zveza med vrednostmi faznih veličin in magnitudami pripadajočih vektorjev nam je že znana iz Poglavlja 5:

Magnituda fазne vrednosti (npr. statorske napetosti) je v stacionarnem stanju enaka dvem tretjinam magnitude prostorskega vektorja.

$$\sqrt{2}U_{s1,2,3} = u_{s1,2,3}^{\max} = \frac{2}{3}u_s$$

Po zamenjavi efektivnih vrednosti statorske in inducirane napetosti z magnitudama njihovih prostorskih vektorjev, dobimo

$$M_{el} = 3 \frac{2}{3\sqrt{2}} \frac{2}{3\sqrt{2}} p \frac{u_s e}{\omega X_s} \sin \theta = \frac{2}{3} p \frac{u_s e}{\omega X_s} \sin \theta \quad (5-II. 5)$$

V novem zapisu enačbe navora se torej pojavlja že znani faktor 2/3.

Statorska napetost ustvarja statorski fluks, inducirana napetost pa je posledica fluksa trajnega magneta

$$u_s = \omega \Psi_s$$

$$e = \omega \Psi_{TM}$$

Po zamenjavi napetosti z zgornjima izrazoma in upoštevanju (5-II.5), dobimo [1, 3]

$$M_{el} = \frac{2}{3} p \frac{\Psi_s \Psi_{TM}}{L_s} \sin \theta \quad (5-II. 6)$$

**PAZI:**  $\theta$  je kot med obema napetostima, in posledično tudi med obema fluksoma (Slika 5-II- 3).

Naš namen je prikaz veličin v KSP, ki ga določa vektor fluksa trajnega magneta na rotorju, la-ta pa je pri SMPMSM usmerjen enako kot os rotorja. V KSP lahko fluks definiramo z naslednjima enačbama (Slika 5-II-5).



Magnituda vektorskega produkta je po definiciji določena s komponentama vektorjev v nekem koordinatnem sistemu [7]. V SKS je navor definiran kot

$$M_{el} = |\vec{M}_{el}| = \frac{2}{3} p (\Psi_{Sa} i_{Sb} - \Psi_{Sb} i_{Sa}). \quad (5-II. 10)$$

Zgornjo enačbo lahko zapišemo tudi v nekem drugem koordinatnem sistemu (npr. KSP) ob transformaciji nastopajočih veličin s pomočjo znane demodulacijske matrike  $D$  (5.42), ki veličine iz  $a - b$  KS pretvori v njihov zapis v  $d - q$  KS:

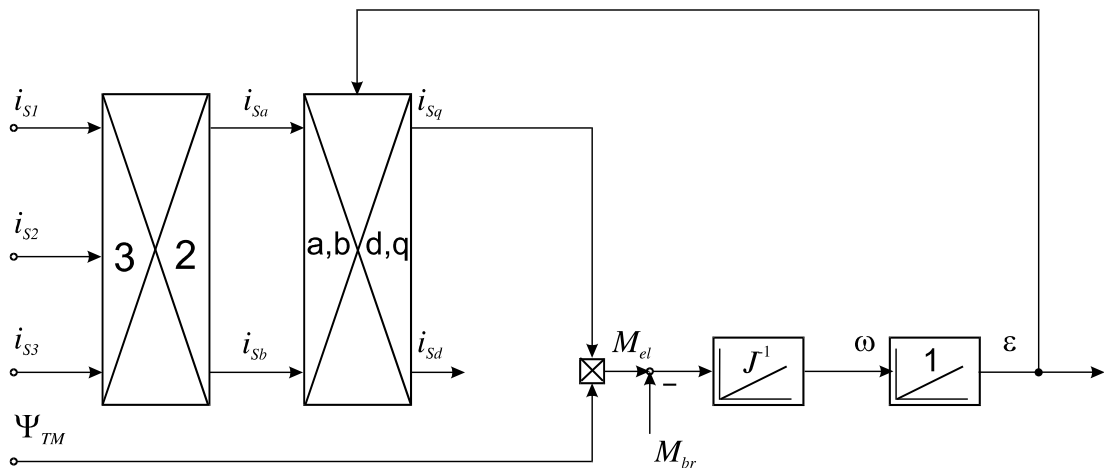
$$\begin{aligned} M_{el} = |\vec{M}_{el}| &= \frac{2}{3} p (\Psi_{Sa} i_{Sb} - \Psi_{Sb} i_{Sa}) = \\ &= \frac{2}{3} p ((\Psi_{Sd} \cos \varepsilon - \Psi_{Sq} \sin \varepsilon) (i_{Sd} \sin \varepsilon + i_{Sq} \cos \varepsilon) - \\ &\quad - (\Psi_{Sd} \sin \varepsilon + \Psi_{Sq} \cos \varepsilon) (i_{Sd} \cos \varepsilon - i_{Sq} \sin \varepsilon)) = \\ &= \frac{2}{3} p (\Psi_{Sd} i_{Sq} - \Psi_{Sq} i_{Sd}). \end{aligned} \quad (5-II. 11)$$

Ob upoštevanju enačbe za statorski fluks SMPMSM (5-II.7), zgornja enačba dobi že znano obliko

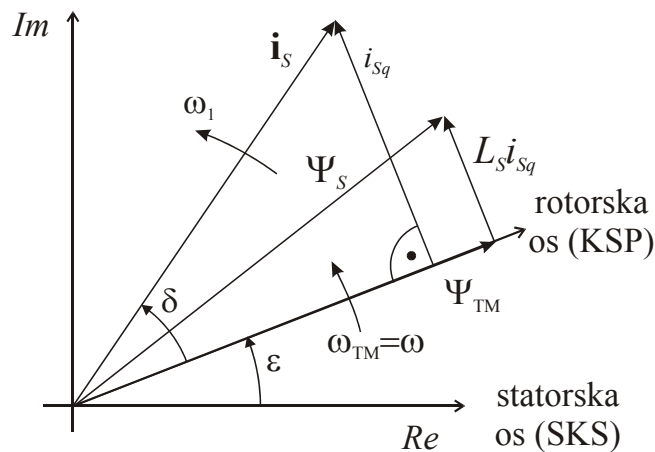
$$M_{el} = \frac{2}{3} p ((\Psi_{TM} + L_S i_{Sd}) i_{Sq} - L_S i_{Sq} i_{Sd}) = \frac{2}{3} p \Psi_{TM} i_{Sq} \quad (5-II. 12)$$

Kot vidimo, navor SM lahko spreminjamo le s prečno komponento statorskega toka, saj je fluks trajnega magneta konstanten. Če temu dodamo že omenjeno istovetnost kotov  $\varepsilon$  in  $\rho$ , ugotovimo, da je blokovna shema SMSMPM (Slika 5-II- 6) bistveno enostavnejša od sheme AM. Ker pri ustvarjanju navora sodeluje le  $q$  komponenta toka,  $d$  komponenta pa je pri tem odvečna, očitno je za boljši izkoristek zaželen ortogonalnost statorskega toka in KSP oziroma magnetnega pretoka trajnega magneta (Slika 5-II- 7).





Slika 5-II- 6: Blokovna shema SMPMSM



Slika 5-II- 7: Kazalčni diagram SMPMSM pod nazivno hitrostjo

### 5-II.1.3 Slabljenje polja

Kot je bilo že povedano v prejšnjih poglavjih, slabljenje polja je potrebno pri višjih hitrostih (običajno višjih od nazivne hitrosti), saj, zaradi omejene temenske napetosti pretvornika, napajalna napetost ne more naraščati proporcionalno z inducirano napetostjo oziroma hitrostjo. Pri AM in EM s tujim vzbujanjem je slabljenje polja enostavno: vzbujaalni fluks se ustvarja v posebnem navitju in ga slabimo z zmanjšanjem magnetilnega toka. Pri SMSMPM je stanje nekoliko drugačno. Vzbujaalni magnetni

pretok je konstanten in ga ustvarja trajni magnet na rotorju<sup>2</sup>. Kljub temu, slabljenje polja je možno s postopkom, ki smo ga že nakazali (Slika 5-II- 5). S slike je razvidno, da v tem primeru vsebuje statorski tok tudi negativno vzdolžno ( $d$ ) komponento. Le-ta ustvarja svoj magnetni pretok  $L_S i_{sd}$ , ki nasprotuje fluksu trajnega magneta. Na ta način se umetno zmanjšuje skupno polje statorja v  $d$  osi.

Kljub teoretični možnosti realizacije, SMPMSM običajno niso primerni za slabljenje polja. Namreč, zaradi majhne statorske induktivnosti, tako ustvarjeno nasprotno polje je relativno slabo, kar bi zahtevalo zelo velike tokove  $i_{sd}$  (s tem pa tudi skupni tok  $i_S$ ) oziroma bistveno večjo moč. Za slabljenje polja so veliko primernejši SM z notranje nameščenimi magneti, o katerih bomo govorili v naslednjem poglavju.

#### 5-II.1.4 Strategija regulacije SMPMSM

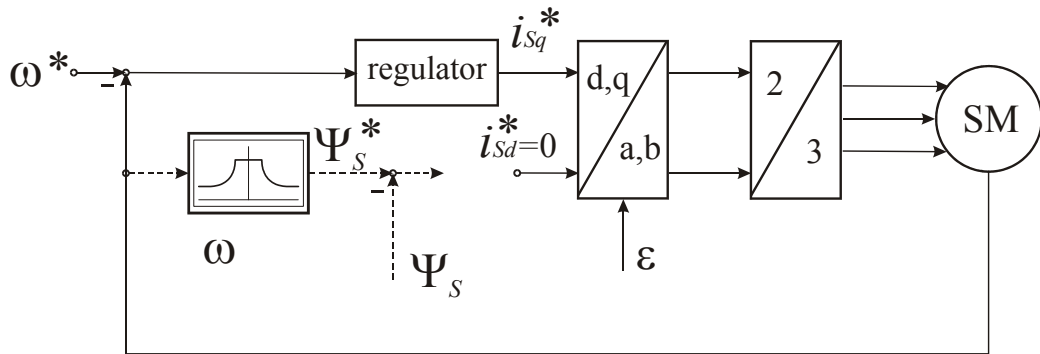
Iz dosedanjega opisa SMPMSM je razvidno, da je matematični opis tega stroja bistveno enostavnejši od opisa AM. Posledično je preprostejši tudi pristop k njegovi regulaciji. V tem primeru bomo opisali direktno regulacijo, pri kateri ne zahtevamo ugotavljanje dejanskih komponent tokov v KSP, pač pa predpostavimo, da sta le-ti enaki zelenim vrednostim (Slika 5-II- 8). Potrebni pogoj za to domnevo je natančna meritev kota rotorja.

Želena prečna komponenta statorskega toka je izhod iz regulatorja hitrosti, saj je ta komponenta, ob konstantnem fluksu rotorja, zadolžena za ustvarjanje navora. Pri določanju zelene vzdolžne komponente toka, obstajata dve možnosti:

- običajno, zaradi že opisanih razlogov,  $i_{sd}$  postavimo na vrednost nič, s čimer dosežemo največji izkoristek, ali
- v primeru, da želimo doseči zmanjšanje polja, vzdolžno komponento spreminjamo s hitrostjo, s čimer nasprotujemo polju trajnega magneta. Kot je bilo že povedano, ta postopek pride v poštev le pri strojih, kjer je takšen način slabljenja polja racionalen.

---

<sup>2</sup> Zmanjšanje fluksa trajnega magneta je nezaželen, običajno trajen pojav in je posledica staranja oziroma demagnetizacije zaradi zunanega polja.



Slika 5-II- 8: Blokovna shema regulacije SMPMSM v KSP

## 5-II.2 SM z notranje nameščenimi magneti

### 5-II.2.1 Enačbe SM z notranjimi magneti v stacionarnem stanju

Pri SM z notranje nameščenimi magneti (angl. Interior Permanent Magnets – IPM) so magneti nameščeni v notranjosti rotorja. Primer realizacije takega stroja kaže Slika 5-II-9. Kljub temu, da je rotor tega stroja cilindričen, zaradi namestitve magnetov ima stroj izražene pôle, saj sta poti magnetnih silnic različni v vzdolžni in prečni osi<sup>3</sup>. Zato sta tudi induktivnosti obeh osi različni, pri čemer velja  $L_{sd} < L_{sq}$ <sup>4</sup>.

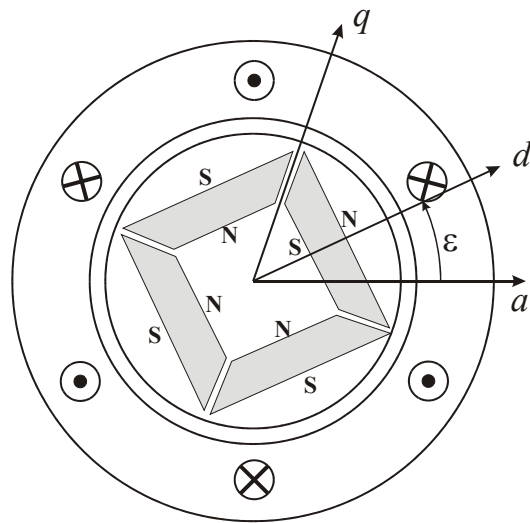
Zaradi različnih induktivnosti moramo redefinirati tudi statorski fluks, katerega  $d - q$  komponenti se sedaj glasita (Slika 5-II- 10)

$$\Psi_{sd} = \Psi_{TM} + L_{sd}i_{sd} \quad (5-II. 13)$$

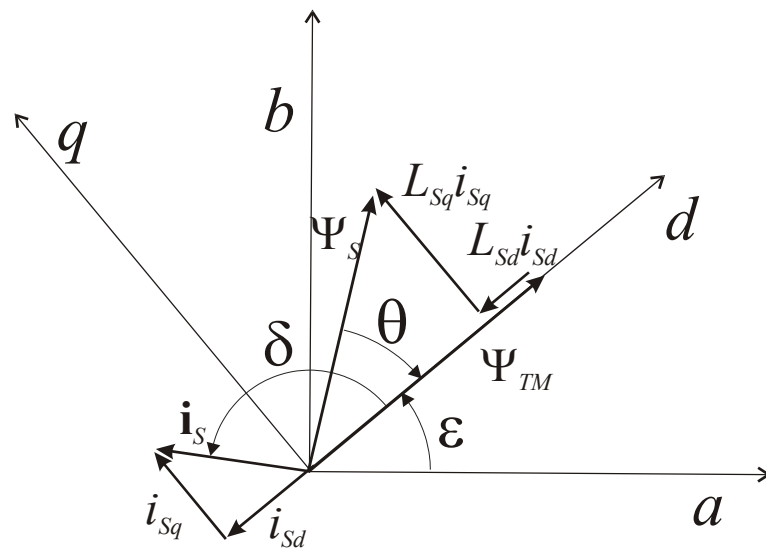
$$\Psi_{sq} = L_{sq}i_{sq}$$

<sup>3</sup> Narisani stroj ima dva polova para, zato sta osi  $d$  in  $q$  zamaknjeni za mehanski kot  $\pi/4$  (električni je seveda še vedno  $\pi/2$ ).

<sup>4</sup> Podoben učinek dobimo tudi pri "klasičnem" SM z izraženimi poli, la da pri njem velja  $L_{sd} > L_{sq}$ , saj je  $d$  os usmerjena proti statorskemu zobu, kjer je zračna reža manjša.

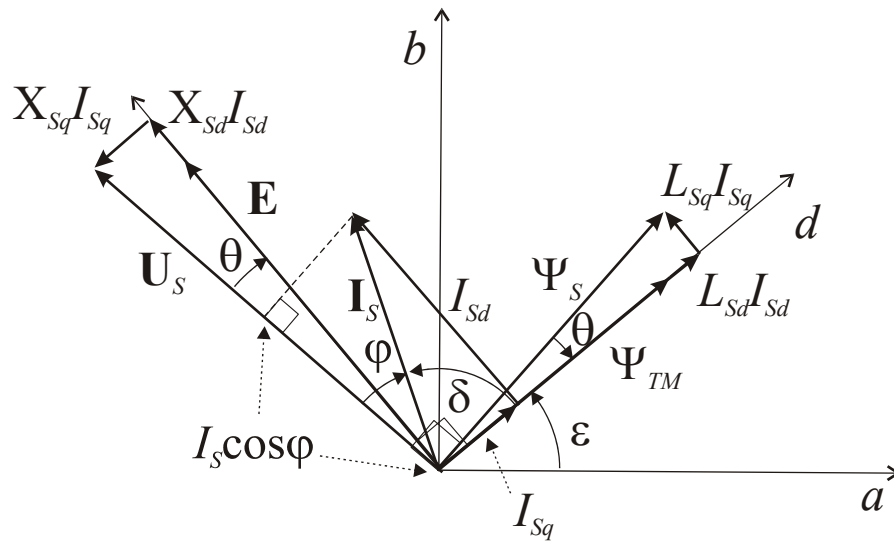


Slika 5-II- 9: Prerez IPM



Slika 5-II- 10: Kazalčni diagram statorskega fluksa IPM v KSP

Razmerja med fazorji v IPM nazorno kaže Slika 5-II- 11.



Slika 5-II- 11: Fazorski diagram IPM v stacionarnem stanju

Tudi pri IPM bomo, enako kot pri SMPMSM, v enačbo za moč vstavili delovno komponento toka. Pri tem bomo le izbrali nekoliko drugačen pristop, ki smo ga že spoznali v Pogl. 5.5.2 (transformacije iz  $a - b$  v  $d - q$  KS in obratno [2]). Delovna komponenta statorskega toka je preslikava toka na nek začasni namišljeni koordinatni sistem, katerega abscisa je poravnana z vektorjem statorske napetosti. Le-ta oklepa z inducirano napetostjo  $\mathbf{E}$  kot  $\theta$ . Po drugi strani, inducirana napetost in KSP, v katerem sta definirani komponenti toka  $I_{sd}$  in  $I_{sq}$ , oklepata pravi kot. Če obe komponenti projiciramo na vektor inducirane napetosti, dobimo v njegovem koordinatnem sistemu – KSE – naslednji komponenti (oznaka ')

$$I_{sd}' = I_{sq}$$

(5-II. 14)

$$I_{sq}' = -I_{sd}$$

Delovno komponento statorskega toka  $I_s \cos \varphi$  (torej  $d$  komponento v KS vektorja napetosti) dobimo s transformacijo iz enega sistema (abscisa vektor  $\mathbf{E}$ ) v drugi sistem (abscisa vektor  $\mathbf{U}_s$ ), kar dosežemo s pomočjo demodulacijske matrike (5.41 v [2])

$$I_s \cos \varphi = I_{sd}' \cos \theta + I_{sq}' \sin \theta = I_{sq} \cos \theta - I_{sd} \sin \theta$$

(5-II. 15)

V KSE lahko izrazimo tudi statorsko napetost

$$U_{sd}' = U_s \cos \theta \quad (5-II. 16)$$

$$U_{sq}' = U_s \sin \theta$$

Iz fazorskega diagrama (Slika 5-II- 11) so razvidne naslednje relacije

$$U_{sd}' = E + X_{sd} I_{sd}$$

$$U_{sq}' = X_{sq} I_{sq}.$$

Sledi

$$I_{sd} = \frac{U_s \cos \theta - E}{X_{sd}}$$

$$I_{sq} = \frac{U_s \sin \theta}{X_{sq}}$$

oziroma (ob upoštevanju (5-II.14))

$$I_s \cos \varphi = \frac{U_s \sin \theta}{X_{sq}} \cos \theta - \frac{U_s \cos \theta - E}{X_{sd}} \sin \theta$$

Končno, električni navor, izračunan iz mehanske enačbe, je [1, 3]

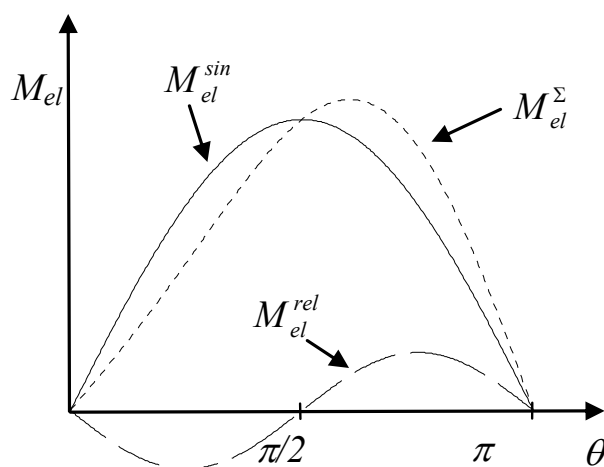
$$\begin{aligned} M_{el} &= p \frac{P_{meh}}{\omega} = 3p \frac{U_s I_s \cos \varphi}{\omega} = 3p \frac{U_s}{\omega} \left( \frac{U_s \sin \theta}{X_{sq}} \cos \theta - \frac{U_s \cos \theta - E}{X_{sd}} \sin \theta \right) = \\ &= 3p \frac{U_s E}{\omega X_{sd}} \sin \theta + 3p \frac{U_s^2}{\omega} (\sin \theta \cos \theta) \left( \frac{1}{X_{sq}} - \frac{1}{X_{sd}} \right) = \\ &= 3p \underbrace{\frac{U_s E}{\omega X_{sd}} \sin \theta}_{M_{el}^{sinhr}} + 3p \underbrace{\frac{U_s^2}{\omega} \frac{X_{sd} - X_{sq}}{2X_{sd} X_{sq}} \sin 2\theta}_{M_{el}^{rel}} \end{aligned} \quad (5-II. 17)$$

Enačba za električni navor IPM je sestavljena iz dveh delov

- prvi del ( $M_{el}^{sinhr}$ ) predstavlja že znani sinhronski navor,
- drugi del ( $M_{el}^{rel}$ ) imenujemo reluktančni navor.

Reluktančni navor je prisoten le, če sta si induktivnosti (prav tako tudi pripadajoči reaktanci) v obeh osi različni. Zato v SMPMSM, kjer zaradi neizraženih polov velja  $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ , reluktančnega navora ni. Potrebno je tudi povedati, da je pri IPMSM reluktančni navor negativen zaradi razmerja med induktivnostima. Še posebej je zanimivo dejstvo, da je reluktančni navor neodvisen od fluksa trajnega magneta, kar s pridom izkoriščajo *reluktančni motorji*, o katerih bo govora v naslednjem podpoglavju.

Statično karakteristiko IPMSM kaže Slika 5-II- 12. Lahko ugotovimo, da pri kolesnih kotih  $0 > \theta > \pi/2$  reluktančni navor zmanjšuje učinek sinhronskega.



Slika 5-II- 12: Statična navorna karakteristika IPM

### 5-II.2.2 Enačbe IPM v koordinatnem sistemu polja

Tokove i flukse IPM smo že prikazali v KSP (5-II.13). Ob vstavitvi obeh izrazov v splošno enačbo za navor v KSP, ki smo jo izpeljali v (5-II.11), dobimo končno enačbo za navor IPM v KSP [1, 4-6]

$$M_{el} = \frac{2}{3} p \left( (\Psi_{TM} + L_{sd} i_{sd}) i_{sq} - L_{sq} i_{sq} i_{sd} \right) = \frac{2}{3} p \left( \underbrace{\Psi_{TM} i_{sq}}_{M_{el}^{sinhr}} + \underbrace{(L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}}_{M_{el}^{rel}} \right). \quad (5-II. 18)$$

V enačbi sta označena prispevka sinhronskega in reluktančnega navora.

### 5-II.2.3 Strategija regulacije IPM v KSP

Na navor IPM vplivata obe komponenti statorskega toka v KSP (5-II.18), zato je potrebno najti njuno pravilno razmerje. Za lažjo izpeljavo optimalnega razmerja si bomo pomagali z normiranjem enačbe za navor v KSP. Za normo bomo izbrali ti. *bazni navor*, ki ga definiramo kot

$$M_{el}^B = \frac{2}{3} p \Psi_{TM} I_S^B. \quad (5-II. 19)$$

kjer je bazni statorski tok<sup>5</sup> definiran kot

$$I_S^B = \frac{\Psi_{TM}}{L_{Sq} - L_{Sd}} \quad (5-II. 20)$$

Po normiranju enačbe za navor dobimo

$$M_{el}^{norm} = \frac{M_{el}}{M_{el}^B} = \frac{i_{Sq}}{I_S^B} - \frac{i_{Sq} i_{Sd}}{I_S^B I_S^B} \quad (5-II. 21)$$

Pri normiranju reluktančnega navora smo upoštevali vstavitve spremenjenega baznega navora, ki je posledica zamenjave fluksa trajnega magneta iz (5-II.20)

$$\Psi_{TM} = (L_{Sq} - L_{Sd}) I_S^B$$

v (5-II.19)

$$M_{el}^B = \frac{2}{3} p (L_{Sq} - L_{Sd}) I_S^B I_S^B$$

V (5-II.21) nastopata toka v KSP, ki sta normirana ob uporabi parametrov motorja

$$M_{el}^{norm} = i_{Sq}^{norm} (1 - i_{Sd}^{norm}) \quad (5-II. 22)$$

---

<sup>5</sup> PAZI! V imenovalcu baznega toka je zaporedje induktivnosti drugačno, kot pri enačbi za navor!





### 5-II.3.1 Strategija regulacije reluktančnega motorja v KSP

Pri reluktančnem motorju je navor odvisen od obeh komponent statorskega toka v KSP. Njuno razmerje je odvisno od zahtev pogona, zato ga izberemo odvisno od regulacijske strategije. Tukaj bomo omenili strategijo, s katero dosežemo največji možni navor, ostali pristopi pa so opisani v literaturi [1].

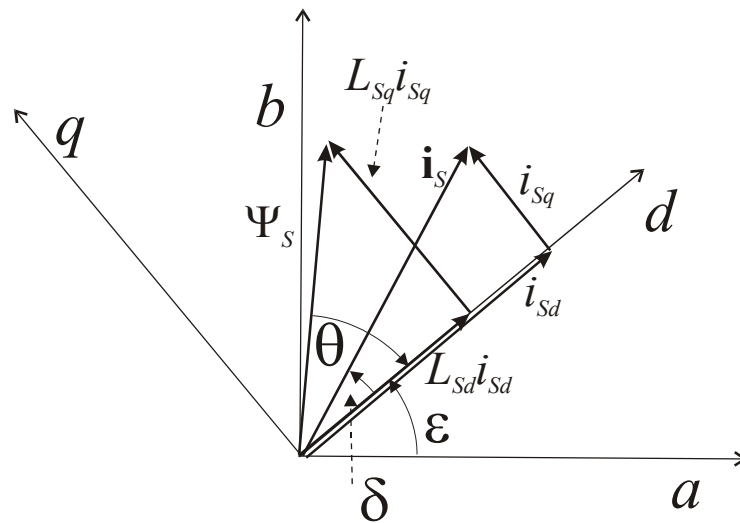
Statorski fluks v KSP je definiran kot

$$\bar{\Psi}_S = \Psi_{sd} + j\Psi_{sq} = L_{sd}i_{sd} + jL_{sq}i_{sq}$$

njegova absolutna vrednost pa je

$$|\bar{\Psi}_S| = \Psi_S = \sqrt{L_{sd}^2 i_{sd}^2 + jL_{sq}^2 i_{sq}^2}.$$

Razmere med fluksi in tokovi kaže Slika 5-II- 14.



Slika 5-II- 14: Vektorski diagram sinhronskega reluktančnega motorja

Če števec in imenovalc reluktančnega navora iz enačbe (5-II.18) pomnožimo s kvadratom statorskega fluksa, dobimo

$$M_{el} = \frac{2}{3} p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sq} i_{sd} \frac{\Psi_S^2}{L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2}$$

ali (po deljenju števca in imenovalca z  $i_{Sd}^2$ )

$$M_{el} = \frac{2(L_{Sd} - L_{Sq})\Psi_S^2 \tan \delta}{3(L_{Sd}^2 + L_{Sq}^2)(\tan \delta)^2},$$

kjer je

$$\tan \delta = \frac{i_{Sq}}{i_{Sd}} \quad (5-II. 23)$$

razmerje med komponentama toka.

Razmerje med komponentama toka (kolesni kot), ki ustvari največji navor (največji pospešek) dobimo ob izračunu maksimuma

$$\frac{dM_{el}}{d(\tan \delta)} = 0.$$

Ob upoštevanju (5-II.23), dobimo rezultat

$$\frac{i_{Sq}}{i_{Sd}} = \frac{L_{Sd}}{L_{Sq}}$$

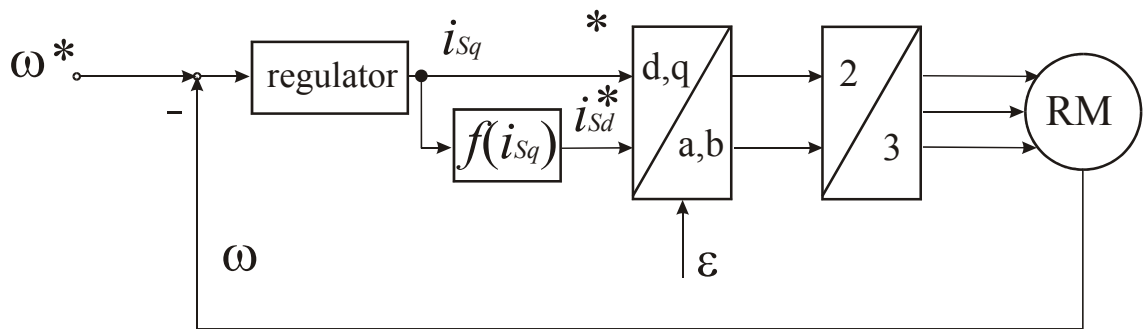
ali

$$L_{Sq}i_{Sq} = L_{Sd}i_{Sd} \Rightarrow \Psi_{Sq} = \Psi_{Sd}.$$

V tem primeru velja:

$$\tan \delta = \frac{\Psi_{Sq}}{\Psi_{Sd}} = 1,$$

kar ustreza razmeram na že prikazanem vektorskem diagramu (Slika 5-II- 14). Slika 5-II- 15 kaže omenjeni princip regulacije SyRM.



Slika 5-II- 15: Blokovna shema regulacije RM

#### 5-II.4 Literatura

- [1] Bose B. K.: "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 2002
- [2] Ambrožič V.: "Sodobne regulacije pogonov z izmeničnimi stroji", založba FE, Ljubljana, 1996
- [3] Miljavec D., Jereb. P.: "Električni stroji. Temeljna znanja", samozaložba, Ljubljana 2005
- [4] Zhong L., Rahman M. F., Hu W. Y., Lim K. W.: "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. on Pow. Electr., VOL. 12, NO. 3, MAY 1997
- [5] Rahman M. A., Zhou P.: "Analysis of Brushless Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. on Ind. Electr, VOL. 43, NO. 2, APRIL 1996
- [6] Rahman M. F., Zhong L., Lim K. W.: "A Direct Torque-Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening", IEEE Trans. on Ind. Appl., VOL. 34, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 1998
- [7] Bronštejn J. N., Semendjajev K. A.: "Matematični priročnik", Tehniška založba Slovenije, 1992