

**ENERGETSKI EFIKASAN  
ELEKTROMOTORNI POGON  
SA SINHRONIM MOTOROM  
SA PERMANENTNIM  
MAGNETIMA**

# ELEKTROMOTORNI POGONI SA SINHRONIM MOTOROM

Sadržaj predavanja:

- I. Osnovno o sinhronim motorima
- II. Dinamički model sinhronog motora sa permanentnim magnetima (PMSM). Realizacija vektorskog upravljanja.
- III. Prikaz različitih strategija upravljanja pogonom sa PMSM. Sinhroni reluktantni motor.

# ELEKTROMOTORNI POGONI SA SINHRONIM MOTOROM

Sinhrona mašina se okreće sinhronom brzinom, koja je određena učestanošću napajanja.

Predstavlja ozbiljnu konkurenciju asinhronom motoru u pogonima sa promenljivom brzinom.

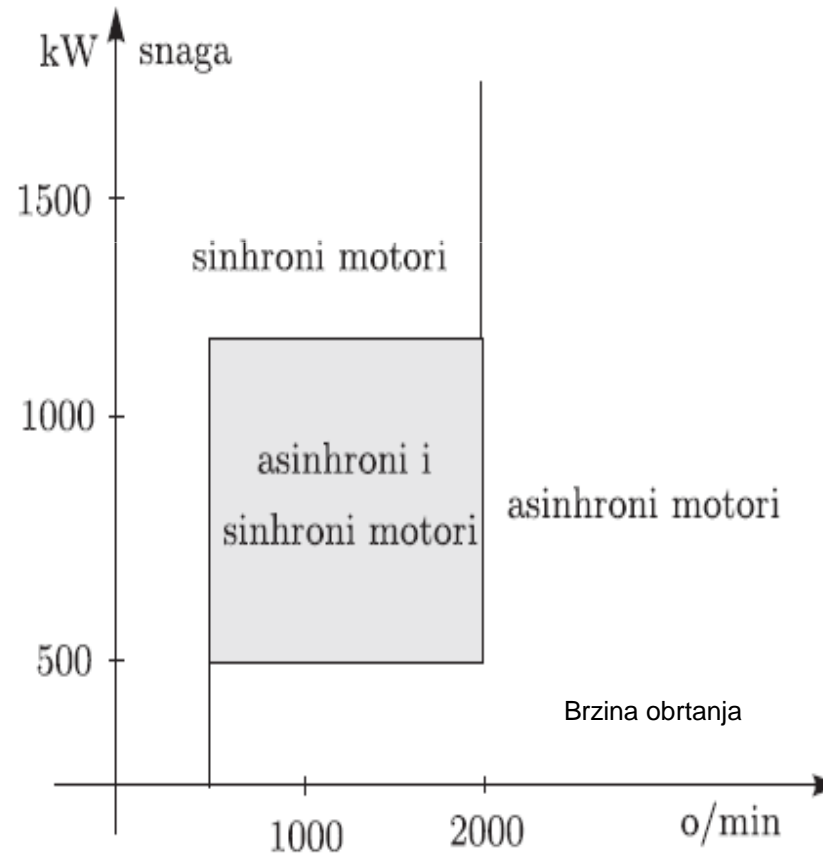
Podela sinhronih mašina:

- 1) SM sa namotanim rotorom
- 2) SM sa permanentnim magnetima na rotoru

# SINHRONI MOTOR SA NAMOTANIM ROTOROM

- Sinhroni motori s pobudnim namotajem (standardni sinhroni motori) najčešće se koriste u elektromotornim pogonima u opsegu snaga od 1 MW do 100 MW i zahtevaju konstantnu brzinu obrtanja. Motor se napaja direktno iz trofazne mreže konstantnog napona i frekvencije.

Područja primene standardnih sinhronih motora u elektromotornim pogonima, s obzirom na snagu i brzine obrtanja (valjački stanovi, rudničke dizalice, vazdušni kompresori, mlinovi i pumpe u cementarama i termoelektranama, reverzibilne hidroelektrane – sinhrona mašina radi kao motor i kao generator).



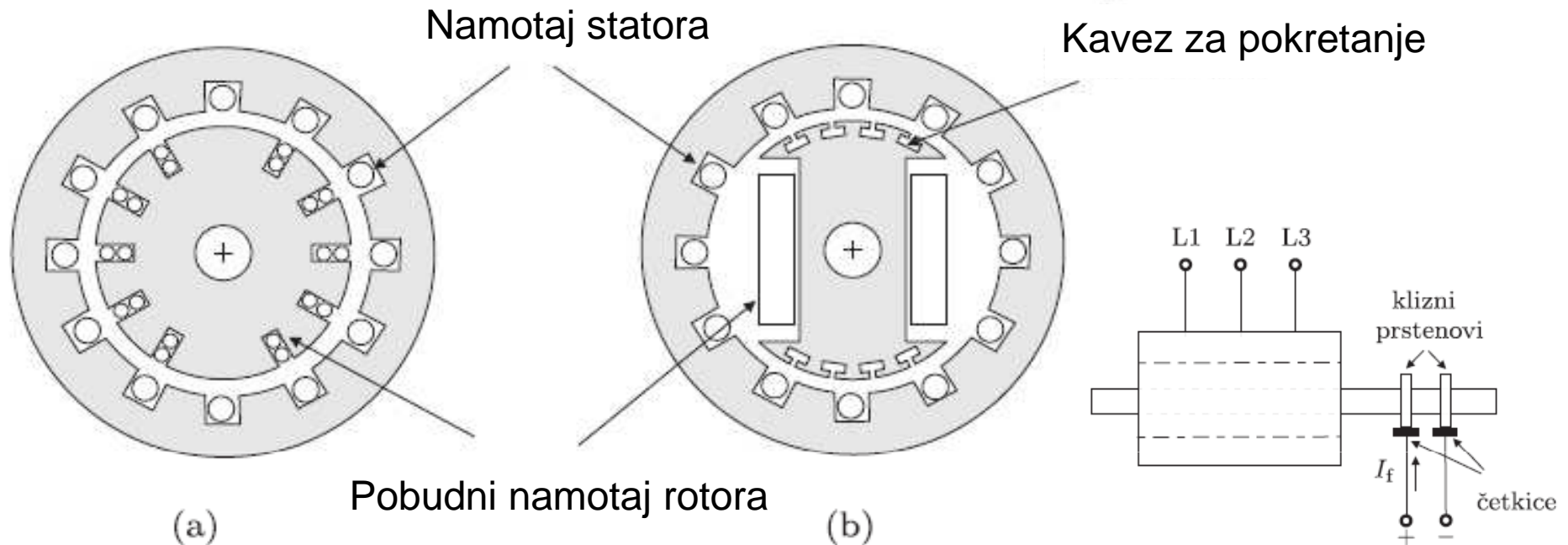
- Prednosti standardnih sinhronih motora napajanih direktno iz mreže u odnosu na asinhronne motore su:

- bolji faktor iskorišćenja (92%- 98%)
- brzina obrtanja ne zavisi od opterećenja
- mogućnost kompenzacije reaktivne energije
- veća stabilnost u radu (kod naglog sniženja napona mreže sinhroni motor ostaje duže u pogonu).

-Nedostaci standardnih sinhronih motora su:

- viša cena
- teškoće kod pokretanja
- potreba za izvorom jednosmernog napona za pobudu
- nemogućnost podešavanja brzine obrtanja kod direktnog priključenja na električnu mrežu.

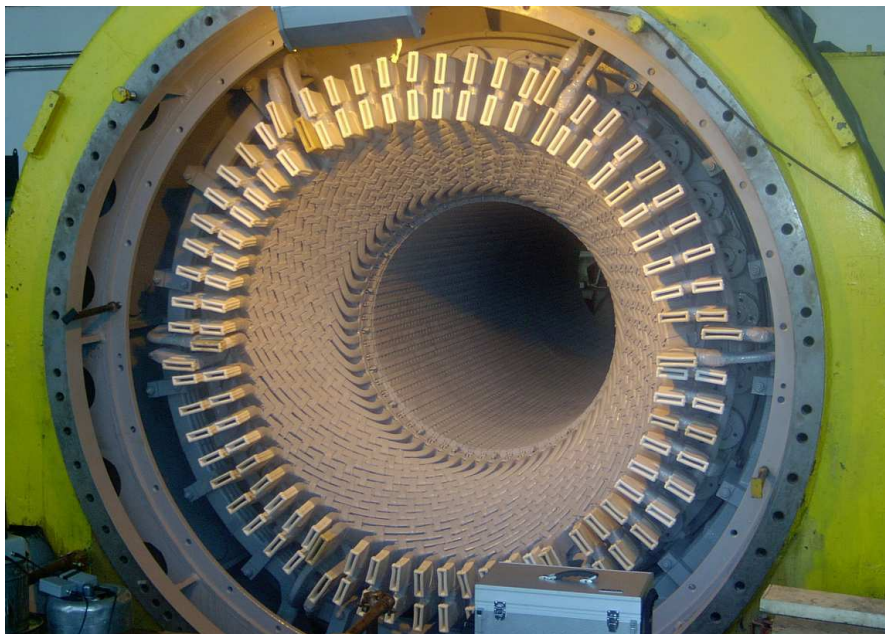
# KONSTRUKCIJA



Magnetno kolo sinhronne mašine: a) cilindrični rotor, b) rotor sa istaknutim polovima

- Standardni sinhroni motor ima stator sastavljen od paketa gvozdениh limova sa usečenim žlebovima u koje se postavlja raspodeljeni trofazni namotaj.
- Gvozdeno jezgro rotora može biti sa žlebovima ili s istaknutim polovima.
- U žlebove na cilindričnom rotoru se postavlja jedan raspodeljeni namotaj, a na jezgru rotora s istaknutim polovima postavlja se koncentrisani namotaj – pobudni namotaj.

- Sinhroni motor koji je direktno spojen na trofaznu mrežu ne može se samostalno pokrenuti!
- Za pokretanje standardnih sinhronih motora u rotor se ugrađuje poseban kavez za pokretanje, pomoću koga se motor pokreće kao kavezni asinhroni motor. Nakon što rotor postigne brzinu obrtanja koja se maksimalno može postići pri asinhronom zaletanju, pobudni namotaj na rotoru se spaja na izvor jednosmernog napona, tako da će pobudna struja rotora stvoriti konstantni magnetni fluks koji će se vrtiti mehaničkom brzinom rotora.
- Za pokretanje sinhronog motora koji je napaja iz energetskog pretvarača nije potreban kavez na rotoru!
- Broj polova na rotoru mora da bude jednak broju polova na statoru!



Izgled statora sinhronne mašine



Izgled rotora sa isturenim polovima



Izgled cilindričnog rotora

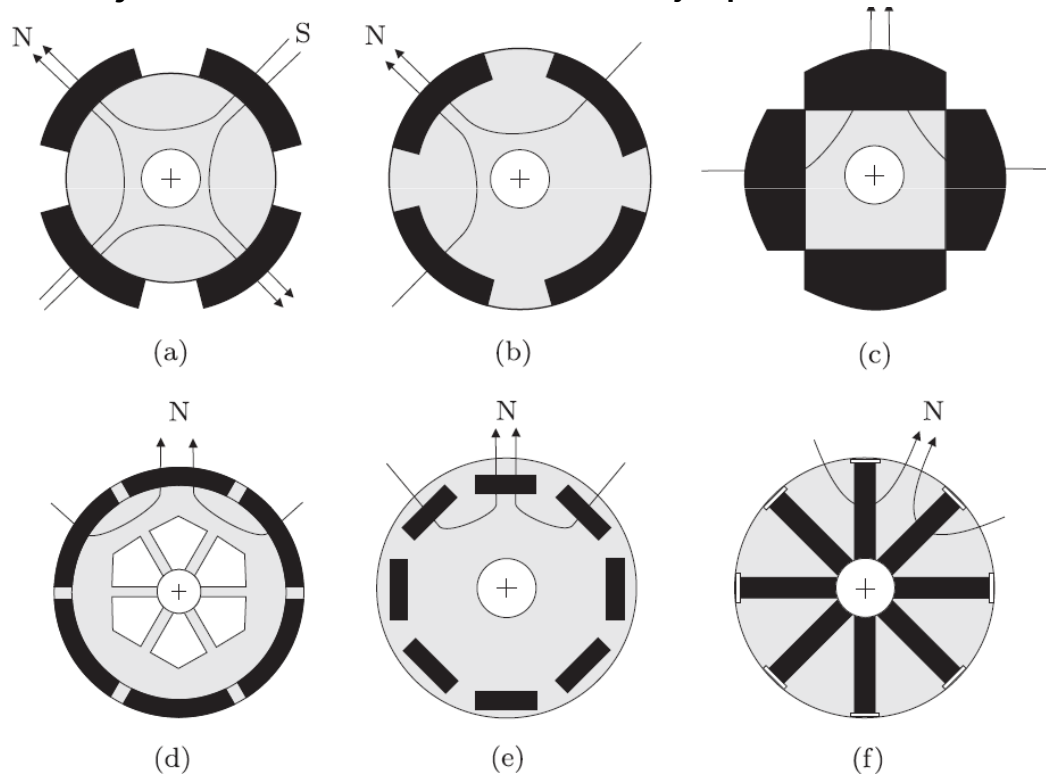


## Sinhroni motori sa permanentnim magnetima na rotoru (PMSM)

- U elektromotornim pogonima manjih snaga (do nekoliko desetina kW) se umesto standardnih sinhronih motora sa pobudnim namotajem koriste sinhroni motori kod kojih su na rotor ugrađeni permanentni magneti.
- Ugradnja permanentnih magneta u rotor čini konstrukciju mašine jednostavnijom, a mašina je pouzdanija jer nema problema sa napajanjem rotorskog namotaja iz jednosmernog izvora.
- S obzirom da je magnetni fluks rotora konstantan, indukovana ems  $E_f$  u statorskom namotaju je takođe konstantna, pa ne postoji mogućnost upravljanja reaktivnom energijom kao kod standardnog sinhronog motora sa pobudnim namotajem na rotoru.
- Način ugradnje permanentnih magneta na rotor određuje induktivnosti i reaktanse statora, što utiče na glavne karakteristike motora: talasni oblik magnetne indukcije u vazдушnom zazoru mašine, mehanički moment i brzinu obrtanja.
- PMSM imaju veliku gustinu snage, dobar prenos toplote i konačno veću efikasnost u odnosu na druge tipove motora. Imaju povoljne upravljačke karakteristike, tako da je njihova primena moguća u raznim aplikacijama, kao što su kućni aparati, hibridna i električna vozila, servopogoni, itd.

## Sinhroni motori sa isturenim i ukupanim permanentnim magnetima na rotoru

- Permanentni magneti se mogu postaviti:
  - na telo rotora sa spoljašnje strane (slike a i c)
  - na telo rotora s unutrašnje strane (slike b i d)
  - u unutrašnjost tela rotora (slika e)
  - aksijalno, odnosno duž ose koja prolazi kroz osovinu mašine (slika f).



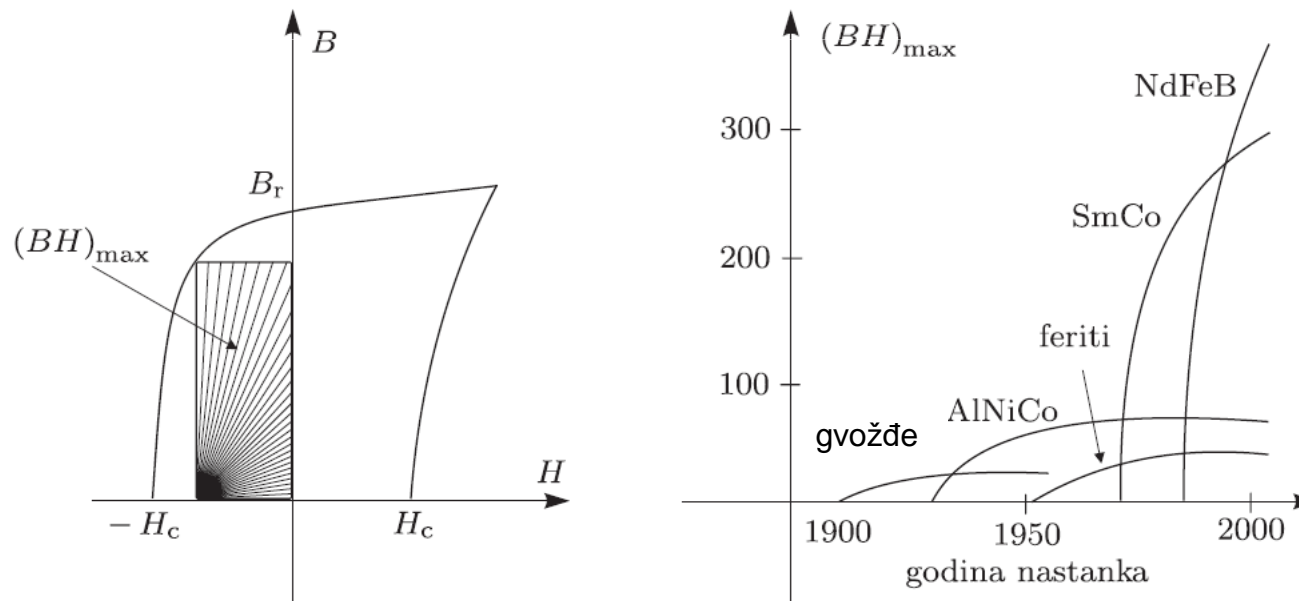
Permanentni magneti na rotoru obezbeđuju veliku gustinu fluksa (nešto ispod 1T) i veoma veliku koercitivnu silu – do 7000A/cm. PMSM imaju veću gustinu snage u odnosu na DC motore, a i u odnosu na AM.

Rotor sinhronog motora sa permanentnim magnetima

- Za izradu stalnih magneta potrebno je koristiti materijale koji stvaraju veliku remanentnu indukciju i veliko koercitivno polje. Pored toga bitna je i specifična akumulirana magnetska energija kao i Kirijeva temperatura pri kojoj se gube osobine stalnog magneta.

-Magnetni materijali se mogu podeliti na klasične i moderne. U klasične spadaju alnico (aluminijum–nikl–kobalt AlNiCo) i feriti, dok se u moderne svrstavaju i materijali poznati pod nazivom retke zemlje: samarijum–kobalt (SmCo) i neodimijum- gvožđe –bor (NdFeB).

- Karakteristike  $B = f(H)$  najčešće korišćenih permanentnih magneta:



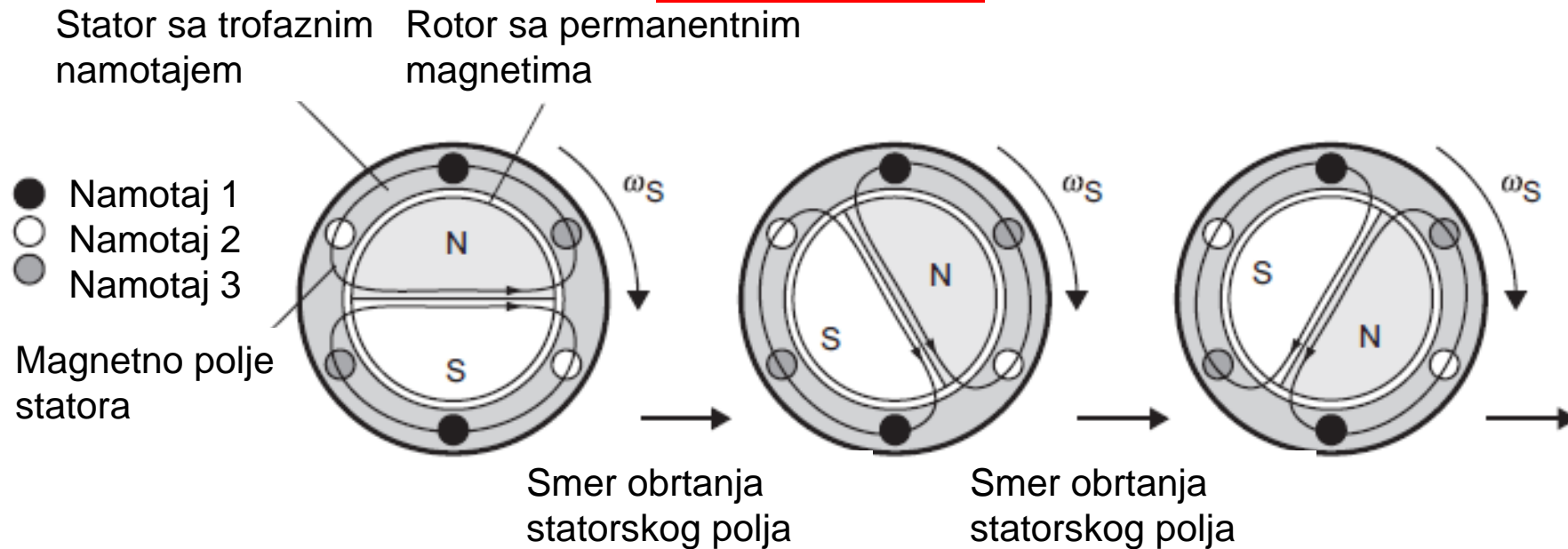
Karakteristike  $B = f(H)$  permanentnih magneta

-PMSM sa površinski postavljenim magnetima (Surface PMSM, SPMSM) imaju izotropan rotor, što znači da su induktivnosti po podužnoj (d) i poprečnoj (q) osi približno jednake ( $L_d \approx L_q$ ). Induktivnost statora SPMSM je mala, pa je moguća brza promena statorske struje, a samim tim i momenta.

- Pored ove konstrukcije postoje i sinhroni motori sa magnetima utisnutim u rotor, čiji rotor usled kompleksne geometrije ima magnetnu anizotropiju koja donosi određene prednosti. Ovakvom konstrukcijom značajno se umanjuje količina gvožđa u d osi što čini da je induktivnost  $L_d$  mnogo manja od induktivnosti  $L_q$  ( $L_d < L_q$ ).

-Takođe, postoji značajna zavisnost induktivnosti statora od ugla rotora koja dovodi do pojave reluktantnog momenta. Dodatna prednost IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) je da se mogu koristiti na velikim brzinama koristeći tehniku slabljenja polja.

## Princip rada



- Nedostaci pogona sa PMSM:

- 1) PMSM su dizajnirani za rad pri promenljivim brzinama obrtanja, ali se moraju napajati pomoću invertora ili regulatora specijalno razvijenih kako bi PMSM mogao da se startuje i radi u sinhronizmu.
- 2) Nedostatak tačne informacije o poziciji rotora može negativno uticati na ostvarenje efikasnog rada pogona. Najčešće se koristi inkrementalni enkoder, što povećava ukupnu cenu pogona.
- 3) Postoji rizik od demagnetizacije rotora, tj. slabljenja magneta usled velikih struja ili visokih temperatura. Za održavanje motora su potrebni specijalni alati, jer izvlačenje rotora nije jednostavno zbog postajana jakih magnetnih sila, koje stvaraju stalni magneti.

- Sinhroni motor koji se napaja iz invertora napona  $U_1$  i frekvencije  $f_1$  i kod koga je  $X_d = X_q$ , razvija elektromagnetni moment koji se može napisati u obliku:

$$M \approx \frac{3}{\omega_s} \frac{U_1 E_f}{X_s} \sin \delta = k \frac{U_1}{f_1} \sin \delta$$

gde je:

$$\omega_s = \frac{\omega_1}{P} = \frac{2\pi f_1}{P}, \quad X_s = \omega_1 L_s = 2\pi f_1 L_s$$

$$E_f = 4,44 \cdot k \cdot \Phi_f f_1 = k_f f_1$$

- Ugao  $\delta$  je ugao između fluksa rotora i fazora struje statora (ugao momenta)
- Konstantan moment opterećenja za različite brzine obrtanja se može održavati istovremenim podešavanjem amplitude i frekvencije napona invertora do dostizanja nominalnih vrednosti (područje konstantnog momenta).
- U području konstantnog momenta ovakav motor može razvijati konstantan maksimalni elektromagnetni moment.

-Poznato da se elektromagnetni moment može napisati kao vektorski proizvod prostornih vektora statorskog i rotorskog magnetnog fluksa:

$$m_e = K |\varphi_1 \times \varphi_2| = K |\varphi_1| |\varphi_2| \sin \angle(\varphi_1, \varphi_2)$$

gdje je  $K$  konstruktivna konstanta mašine.

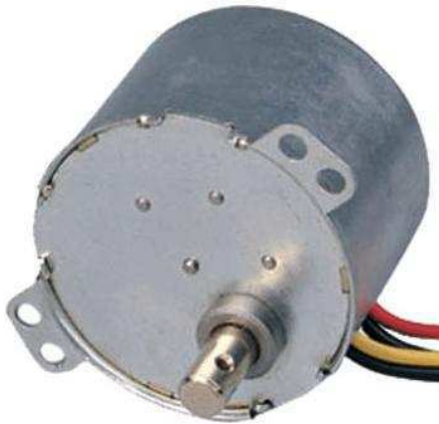
- Ako je poznat položaj rotora, odnosno osa delovanja permanentnih magneta na rotoru, moguće je odgovarajućim uključanjem prekidačkih elemenata invertora postići da magnetno polje stvoreno strujama koje teku kroz namotaje statora bude uvek pomaknuto za  $90^\circ$  električnih u odnosu na osu delovanja magnetnog polja permanentnih magneta, čime da sinhroni motor uvek razvija konstantan maksimalni elektromagnetni moment.

- Motor kod koga kroz namotaj na statoru teku struje približno sinusnog talasnog oblika naziva se sinhroni motor sa permanentnim magnetima (PMSM).

- Da bi se ostvario konstantan mehanički moment potrebno je da se invertorom sa širinsko impulsnom modulacijom signala proizvede napon koji će uzrokovati da struje kroz namotaje statora imaju približno sinusni talasni oblik. Upravljanje prekidačkim elementima (tranzistorima) invertora mora se uskladiti sa položajem rotora u svakom trenutku. Struje uvek teku kroz tri faze i proizvode simetrično trofazno obrtno polje čija je rezultantna osa delovanja uvek pomerena za  $90^\circ$  električnih u odnosu na osu delovanja permanentnih magneta na rotoru.

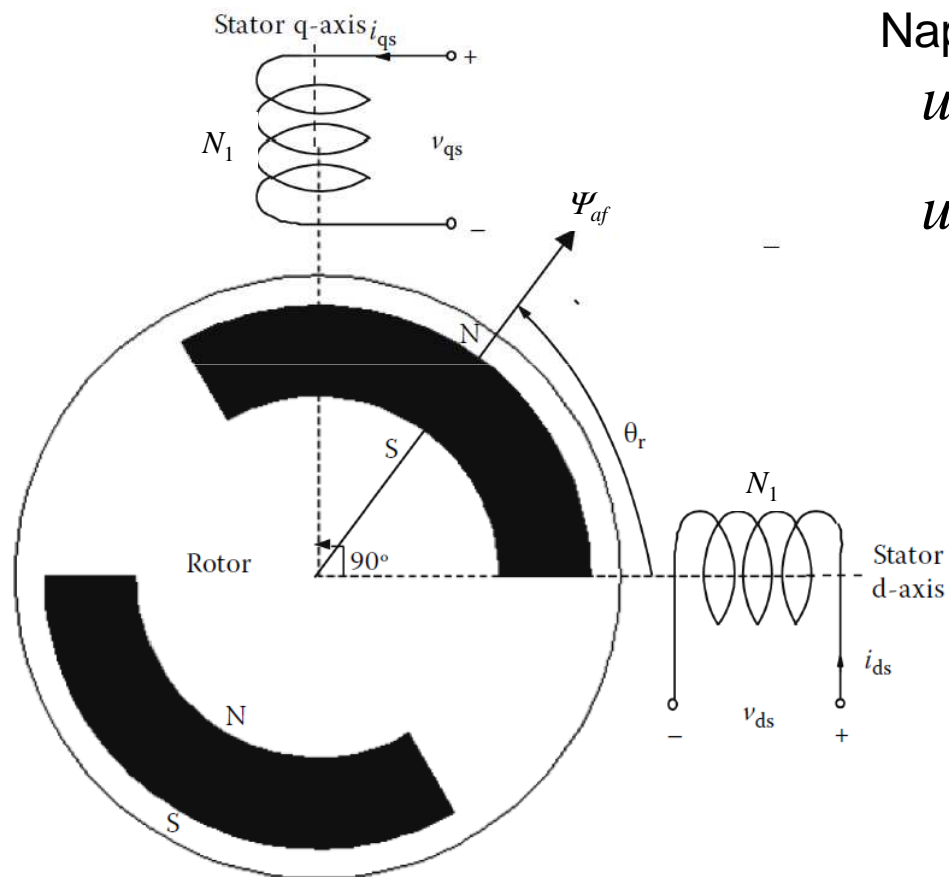
- Invertor mora imati prekidačke elemente s visokom frekvencijom prekidanja, a za dobijanje informacije o položaju rotora koriste se precizni senzori za merenje položaja, tj. brzine.

## Sinhroni motori malih snaga





# DINAMIČKI MODEL TROFAZNOG SINHRONOG MOTORA SA PERMANENTNIM MAGNETIMA NA ROTORU [1]



Šematski prikaz dvofazne sinhronne mašine u dq domenu

Naponske jednačine za stator:

$$u_{qs} = R_q i_{qs} + p\psi_{qs}$$

$$u_{ds} = R_d i_{ds} + p\psi_{ds}$$

$p$  - operator diferenciranja,  $d/dt$

$v_{qs}$  i  $v_{ds}$  su naponi u  $q$  i  $d$  namotaju statora

$i_{qs}$  i  $i_{ds}$  su struje u  $q$  i  $d$  namotaju statora

$R_q$  i  $R_d$  su otpornosti  $q$  i  $d$  namotaja statora

$\psi_{qs}$  i  $\psi_{ds}$  su fluksevi  $q$  i  $d$  namotaja statora

- Usvojene su sledeće pretpostavke za razvoj dinamičkog modela dvofazne mašine na slici:

1. Namotaj statora je sinusoidalno raspoređen i razvija sinusnu mps
2. Induktivnost statorskog namotaja je sinusna funkcija položaja rotora
3. Zasićenje i promena parametara mašine se zanemaruju.

Fluksevi u namotajima statora se mogu predstaviti:

$$\psi_{qs} = L_{qq}i_{qs} + L_{qd}i_{ds} + \psi_{af} \sin \theta_r$$

$$\psi_{ds} = L_{dq}i_{qs} + L_{dd}i_{ds} + \psi_{af} \cos \theta_r$$

gde su:  $\theta_r$  – trenutni položaj rotora,  $R_d=R_q=R_s$  otpornosti statorskog namotaja, koje su jednake pod uslovom da je mašina simetrična.

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + i_{qs} p L_{qq} + L_{qq} p i_{qs} + L_{qd} p i_{ds} + i_{ds} p L_{qd} + \psi_{af} p \sin \theta_r$$

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + i_{qs} p L_{qd} + L_{qd} p i_{qs} + L_{dd} p i_{ds} + i_{ds} p L_{dd} + \psi_{af} p \cos \theta_r$$

Gde su

$L_{ij}$  ( $i, j = d, q$ ) sopstvene i međusobne induktivnosti statora

$$L_{qq} = \frac{1}{2} \left[ (L_q + L_d) - (L_q - L_d) \cos(2\theta_r) \right]$$

$$L_{dd} = \frac{1}{2} \left[ (L_q + L_d) - (L_q - L_d) \cos(2\theta_r) \right]$$

Fluksevi u namotajima statora se mogu predstaviti:

$$\psi_{qs} = L_{qq}i_{qs} + L_{qd}i_{ds} + \psi_{af} \sin \theta_r$$

$$\psi_{ds} = L_{dq}i_{qs} + L_{dd}i_{ds} + \psi_{af} \cos \theta_r$$

Dalje važi da je:

$$L_{qq} = L_1 + L_2 \cos(2\theta_r)$$

$$L_{dd} = L_1 - L_2 \cos(2\theta_r)$$

Gde je:

$$L_1 = \frac{1}{2}(L_q + L_d)$$

$$L_2 = \frac{1}{2}(L_q - L_d)$$

-Međusobne induktivnosti između namotaja u  $q$  i  $d$  osama su NULA, ako je rotor cilindričan i gladak, jer fluks koji je stvorila struja u jednom namotaju neće biti obuhvaćen namotajem koji je pomeren za  $90^\circ$ .

- Kod sinhronne mašine sa ukopanim magnetima, postoji anizotropnost, pa će se deo fluksa koji stvara namotaj u osi  $d$  obuhvatiti namotajem u osi  $q$ . Kada je pozicija rotora  $0^\circ$  ili  $90^\circ$ , međusobno sprezanje je jednako 0, ali je zato maksimalno kada je rotor u poziciji  $-45^\circ$ . Zato, ako pretpostavimo sinusoidalnu raspodelu, međusobna induktivnost se može napisati kao:

$$L_{qd} = \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin(2\theta_r) = -L_2 \sin(2\theta_r)$$

Zapaziti da je u slučaju namotanog rotora sa isturenim polovima, vazdušni zazor najmanji u osi namotaja, zbog čega je  $L_d > L_q$ . U slučaju PMSM,  $L_q > L_d$  uvek.

Zamenom izraza za sopstvene i međusobne induktivnosti u funkciji položaja rotora u naponske jednačine statora, dobiće se da veliki broj članova zavisi od položaja rotora.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{qs} \\ u_{ds} \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & -L_2 \sin 2\theta_r \\ -L_2 \sin 2\theta_r & L_1 - L_2 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \\ &+ 2\omega_r L_2 \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \\ -\cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \psi_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

- Primiti da je treći član posledica anizotropnosti, tj. kada važi  $L_q \neq L_d$
- U slučaju da su magneti površinski montirani (SPMSM), induktivnosti su jednake, pa je zbog toga  $L_2=0$  i treći član ne postoji. Takođe nestaju i ostali članovi u matrici koji zavise od  $L_2$ , pa se za SPMSM dobijaju vrlo jednostavne finalne naponske jednačine:

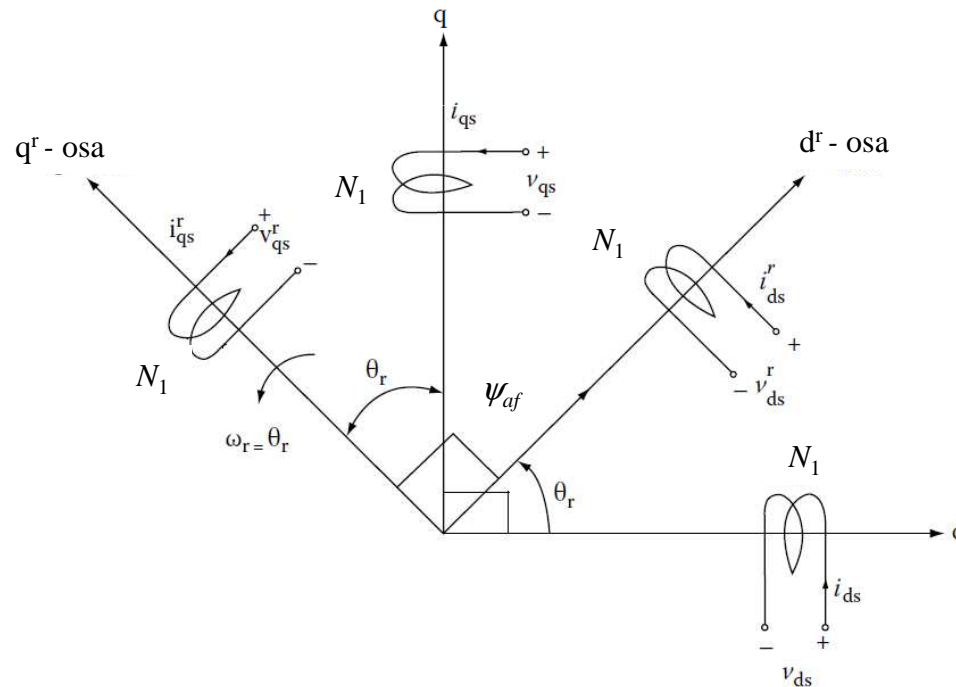
$$\begin{bmatrix} u_{qs} \\ u_{ds} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \psi_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \psi_{af} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

- Treba zapaziti da u jednačinama **PMSM-a induktivnosti zavise od položaja rotora**. Rešenja takvih jednačina postaju otežana uprkos upotrebi računara. Pored toga, jednačine u njihovoj sadašnjoj formi ne pružaju uvid u dinamiku mašine.
- Ako se **zavisnost od položaja rotora eliminiše transformacijom**, onda jednačine mogu postati pogodne za dobijanje osnovnih rezultata kao što su ekvivalentna šema, blok dijagram, funkcije prenosa i, pre svega, jednačine u stacionarnom stanju i fazorski dijagram. Oni su ključni za razumevanje mašine i njenih performansi kako u pogledu statike, tako i u pogledu dinamike.
- Sledeći korak je **dobijanje transformacijom naponskih jednačina za stator, eliminacijom zavisnosti od položaja rotora**.

# Transformacija u referentni sistem vezan za rotor

- Zapaziti da položaj rotora određuje indukovanu ems i utiče na dinamički model kako PMSM-a, tako i SM-a sa namotanim rotorom. Zbog toga, **gledajući ceo sistem sa rotora, tj. iz referentnog sistema vezanog za rotor, matrica induktivnosti postaje nezavisna od položaja rotora**, što dovodi do pojednostavljenja sistema jednačina (transformacijom iz stacionarnog referentnog sistema u referentni sistem vezan za rotor, magnetopobudne sile ostaju iste).



Transformacija iz stacionarnog  $dq$  sistema (vezanog za stator) u referentni sistem vezan za rotor  $d'q'$ .

$$i_{qds} = \left[ T^r \right] i_{qds}^r$$

$$i_{qds} = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix}^t$$

$$i_{qds}^r = \begin{bmatrix} i_{qs}^r & i_{ds}^r \end{bmatrix}^t$$

$$T^r = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

- Brzina referentnog sistema vezanog za rotor je:

$$\dot{\theta}_r = \omega_r$$

- Slično:

$$v_{qds} = \left[ T^r \right] v_{qds}^r$$

$$v_{qds} = \begin{bmatrix} v_{qs} & v_{ds} \end{bmatrix}^t$$

$$v_{qds}^r = \begin{bmatrix} v_{qs}^r & v_{ds}^r \end{bmatrix}^t$$

- Zamenjujući prethodne izraze u naponske jednačine, dobija se:

$$\begin{bmatrix} u_{qs}^r \\ u_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_q p & \omega_r L_d \\ -\omega_r L_q & R_s + L_d p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{af} \omega_r \\ 0 \end{bmatrix}$$

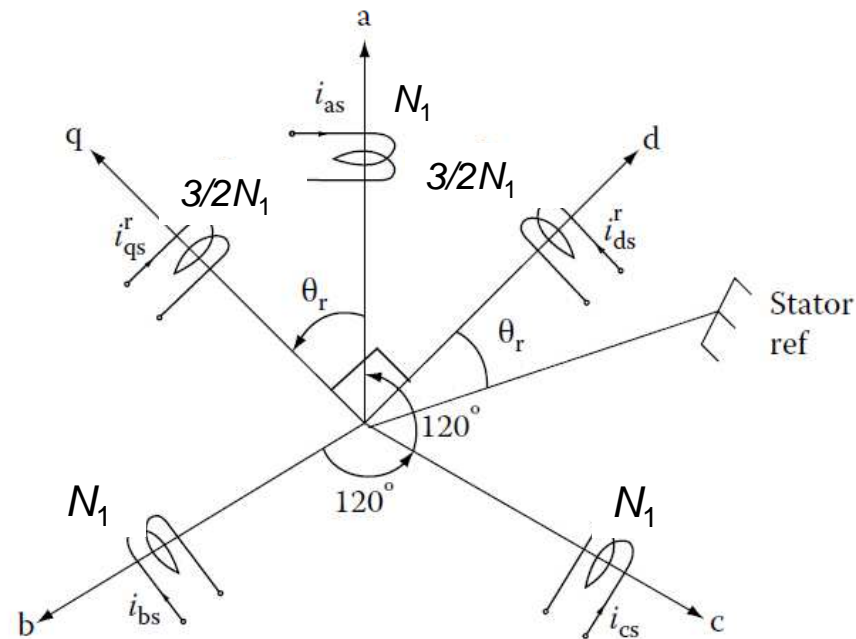
- Treba zapaziti da induktivnosti više ne zavise od položaja rotora, ali da je model i dalje nelinearan (postoji proizvod dve promenljive, struje statora i brzine rotora).
- Takođe važi:

$$i_{qds}^r = \left[ T^r \right]^{-1} i_{qds}$$



# Transformacija trofaznog u dvofazni sistem

- Model koji je do sada razvijen važi za dvofazni PMSM, koji se retko koristi u industrijskim aplikacijama u kojima dominiraju trofazni PMSM. Zato treba izvesti dinamički model za trofazni PMSM na osnovu dvofaznog, uspostavljanjem ekvivalencije između tri i dve faze.
- Ekvivalentnost se zasniva na jednakosti magnetopobudnih sila proizvedenih u dvofaznom i trofaznom namotaju i jednakosti struja.



Dvofazni i trofazni namotaj statora

- Veza između  $dq0$  i  $abc$  struja je:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_r & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} i_{qd0}^r &= [T_{abc}] i_{abc} \\ i_{qd0}^r &= \begin{bmatrix} i_{qs}^r & i_{ds}^r & i_0 \end{bmatrix}^t [T_{abc}] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_r & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \\ i_{abc} &= \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix}^t \end{aligned}$$

- Takode važi:

$$i_{abc} = [T_{abc}]^{-1} i_{qd0}^r$$

$$[T_{abc}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix}$$

# Izraz za snagu

- Ulazna snaga trofazne mašine mora biti jednaka ulaznoj snazi dvofazne mašine, koja ima značajno mesto u modelovanju, analizi i simulaciji. Ovakav princip je usvojen u izvođnju izraza za snagu:

$$p_i = u_{abc}^t i_{abc} = u_{as} i_{as} + u_{bs} i_{bs} + u_{cs} i_{cs}$$

$$i_{abc} = [T_{abc}]^{-1} i_{qd0}^r$$

$$u_{abc} = [T_{abc}]^{-1} u_{qd0}^r$$

$$p_i = \left( u_{qd0}^r \right)^t \left( [T_{abc}]^{-1} \right)^t [T_{abc}]^{-1} i_{qd0}^r$$

$$p_i = \frac{3}{2} \left[ \left( u_{qs}^r i_{qs}^r + u_{ds}^r i_{ds}^r \right) + 2u_0 i_0 \right]$$

$$p_i = \frac{3}{2} \left[ u_{qs}^r i_{qs}^r + u_{ds}^r i_{ds}^r \right]$$

# Izraz za elektromagnetni moment

- Elektromagnetni moment je najvažnija izlazna veličina koja određuje mehaničku dinamiku mašine, kao što je pozicija rotora i brzina. Izlazna snaga je razlika između ulazne snage i gubitaka snage u stacionarnom stanju.
- Na osnovu ovih činjenica, elektromagnetni moment je izveden na sledeći način:

$$U = [R]i + [L]pi + [G]\omega_r i$$

$$p_i = i^t U = i^t [R]i + i^t [L]pi + i^t [G]\omega_r i$$

Gde je:

[R] – matrica otpornosti

[L] – matrica koja se sastoji od induktivnosti koje se diferenciraju sa operatorom  $p$

[G] - matrica čiji su elementi koeficijenti koji idu uz električnu brzinu rotora,  $\omega_r$

- Prvi član u izrazu za snagu predstavlja električne gubitke u statoru i rotoru, drugi promenu magnetne energije u sprežnom polju, a treći član predstavlja snagu obrtnog polja.

- Prema tome, važi da je:

$$\omega_m m_e = P_a = i^t [G] i \times \omega_r = i^t [G] i P \omega_m$$

$$m_e = P i^t [G] i$$

-  $P$  je broj pari polova. Zamenjujući vrednosti iz matrice  $G$ , dobija se:

$$m_e = \frac{3P}{2} \left[ \psi_{af} + (L_d - L_q) i_{ds}^r \right] i_{qs}^r \text{ (Nm)}$$

$$p_i = \frac{3}{2} \left[ u_{qs}^r i_{qs}^r + u_{ds}^r i_{ds}^r \right]$$

$$= \frac{3}{2} \left[ R_s \left[ \left( i_{qs}^r \right)^2 + \left( i_{ds}^r \right)^2 \right] + \left\{ L_q i_{qs}^r p i_{qs}^r + L_d i_{ds}^r p i_{ds}^r \right\} + \omega_r \left\{ \psi_{af} + (L_d - L_q) i_{ds}^r \right\} i_{qs}^r \right]$$

# Strategije upravljanja PMSM: Vektorsko upravljanje

- Izvodi se iz dinamičkog modela PMSM, polazeći od faznih struja statora:

$$\begin{aligned}i_{as} &= i_s \sin(\omega_r t + \delta) \\i_{bs} &= i_s \sin\left(\omega_r t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\i_{cs} &= i_s \sin\left(\omega_r t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}$$

Gde je

$\omega_r$  – električna brzina rotora

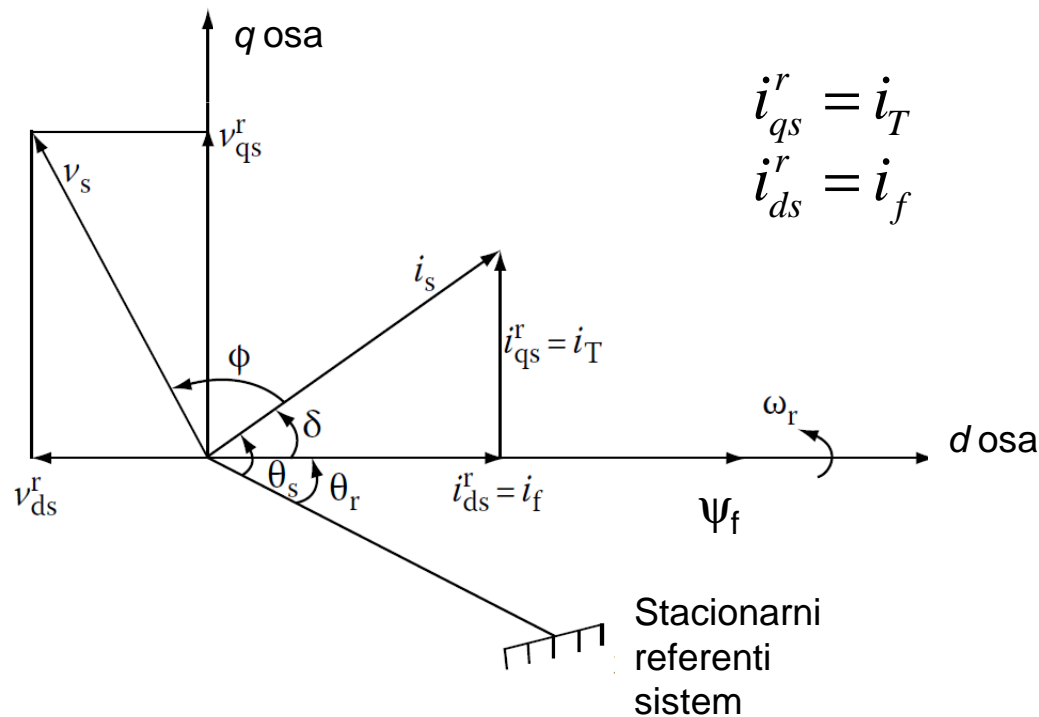
$\delta$  – ugao između fluksa rotora i fazora struje statora (ugao momenta)

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \omega_r t & \cos\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \omega_r t & \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

# Vektorsko upravljanje

- Zamenjujući izraze za struje statora u prethodni izraz, dobija se:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = i_s \cdot \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix}$$



Fazorski dijagram PMSM

$$i_{qs}^r = i_T$$

$$i_{ds}^r = i_f$$

$i_T$ - Komponenta statorske struje koja je proporcionala momentu  
 $i_f$ - Komponenta statorske struje koja je proporcionala fluksu



# Izraz za moment

- Polazeći od izraza za moment PMSM:

$$m_e = \frac{3P}{2} \left[ \psi_{af} i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r \right] (\text{Nm})$$

- Ako je  $i_{ds}^r = 0 \Rightarrow \delta = 90^\circ$ , onda PMSM ima potpuno analogno ponašanje motoru jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom.

$$m_e = \frac{3P}{2} \psi_{af} i_{qs}^r = K_1 \psi_{af} i_{qs}^r, \quad K_1 = \frac{3P}{2}$$

- Zamenom  $q$  i  $d$  komponente struje statora iz referentnog sistema vezanog za rotor u izraz za moment, dobija se:

$$m_e = \frac{3P}{2} \left[ \psi_{af} i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\delta \right] (\text{Nm})$$

- Izraz za moment jasno pokazuje da su amplituda struje statora i ugao momenta upravljačke veličine, koje određuju vrednost momenta za konstante vrednosti induktivnosti i rotorskog fluksa.

# **$d$ i $q$ komponente struje statora u stacionarnom referentnom sistemu i zajednički fluks**

- Ako transformišemo fazor struje statora u stacionarni  $dq$  sistem, dobija se:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = i_s \begin{bmatrix} \sin(\omega_r t + \delta) \\ \cos(\omega_r t + \delta) \end{bmatrix},$$

a u trofaznom  $abc$  referentnom sistemu one postaju:

$$\begin{aligned} i_{as} &= i_s \sin(\omega_r t + \delta) \\ i_{bs} &= i_s \sin\left(\omega_r t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs} &= i_s \sin\left(\omega_r t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

- Izraz za rezultatni fluks u zazoru mašine, koji predstavlja zbir fluksa statora i fluksa rotora, glasi:

$$\psi_m = \sqrt{\left(\psi_{af} + L_d i_{ds}^r\right)^2 + \left(L_q i_{qs}^r\right)^2}$$

-Ovaj izraz je vrlo bitan ukoliko je potrebno da PMSM radi u oblasti slabljenja polja.

- Ukoliko je  $\delta > 90^\circ \Rightarrow i_{ds}^r < 0$ , pa rezultatni fluks u zazoru mašine opada, što predstavlja osnovu za realizaciju rada PMSM u oblasti slabljenja polja.

-Ukoliko je  $\delta < 0 \Rightarrow i_{qs}^r < 0$ , za usvojeni pozitivan smer obrtanja rotora, mašina će da radi u generatorskom režimu rada (negativan znak snage).

### Glavni zaključci

1. Promenom ugla momenta,  $\delta$ , ili amplitude statorske struje, isključivo se ostvaruje upravljanje momentom PMSM.
2. Promena kružne učestanosti fazora statorske struje određuje promenu brzine obrtanja rotora ( $\omega_r$  el. rad/s).
3. Dokazano je da je PMSM u upravljačkom smislu analogna jednosmernoj mašini sa nezavisnom pobudom. Ovo je postignuto određivanjem struje ekvivalentne pobudnoj struji i struje ekvivalentne struji indukta MJS sa NP, tj. struja  $i_f$  i  $i_T$  (komponenta struje statora proporcionalana fluksu i komponenta struje statora proporcionalana momentu).

# Realizacija vektorskog upravljanja

- Ako su zadate referentne vrednosti za moment i fluks na ulazu u upravljački deo pogona sa PMSM, referentne vrednosti za  $i_s^*$  i  $\delta^*$  se dobijaju iz poznatih izraza:

$$m_e^* = \frac{3P}{2} \left[ \psi_{af} i_s^* \sin \delta^* + \frac{1}{2} (L_d - L_q) (i_s^*)^2 \sin 2\delta^* \right] (\text{Nm})$$

$$\psi_m^* = \sqrt{\left( \psi_{af} + L_d i_s^* \cos \delta^* \right)^2 + \left( L_q i_s^* \sin \delta^* \right)^2}$$

- Razmotrimo slučaj SPMSM, kada je  $L_d=L_q$ , onda važi:

$$m_e^* = \frac{3P}{2} \left[ \psi_{af} i_s^* \sin \delta^* \right] (\text{Nm})$$

$$\psi_m^* = \sqrt{\left( \psi_{af} + L_d i_s^* \cos \delta^* \right)^2 + \left( L_q i_s^* \sin \delta^* \right)^2} = \sqrt{\left( \psi_{af} + L_d i_s^* \cos \delta^* \right)^2 + \left( L_d i_s^* \sin \delta^* \right)^2}$$
$$\sqrt{\left( \psi_{af} + \left( L_d i_s^* \right)^2 + 2 \left( \psi_{af} L_d i_s^* \cos \delta^* \right) \right)}$$

*Korak 1: Određuje se vrednost struje statora proporcionalne fluksu:*

$$i_s^* \cos \delta = \frac{\left[ \sqrt{\left(\psi_m^*\right)^2 - L_d^2 \frac{\left(m_e^*\right)^2}{\left(\frac{3P}{2} \psi_{af}\right)^2}} - \psi_{af} \right]}{L_d}$$

*Korak 2: Određuje se vrednost struje statora:*

$$i_s^* = \frac{\sqrt{\left(\psi_m^*\right)^2 - \psi_{af}^2 - 2\psi_{af} \left(i_s^* \cos \delta^*\right)}}{L_d}$$

*Korak 3: Na osnovu prethodnih koraka određuje se vrednost ugla  $\delta$ , a zatim:*

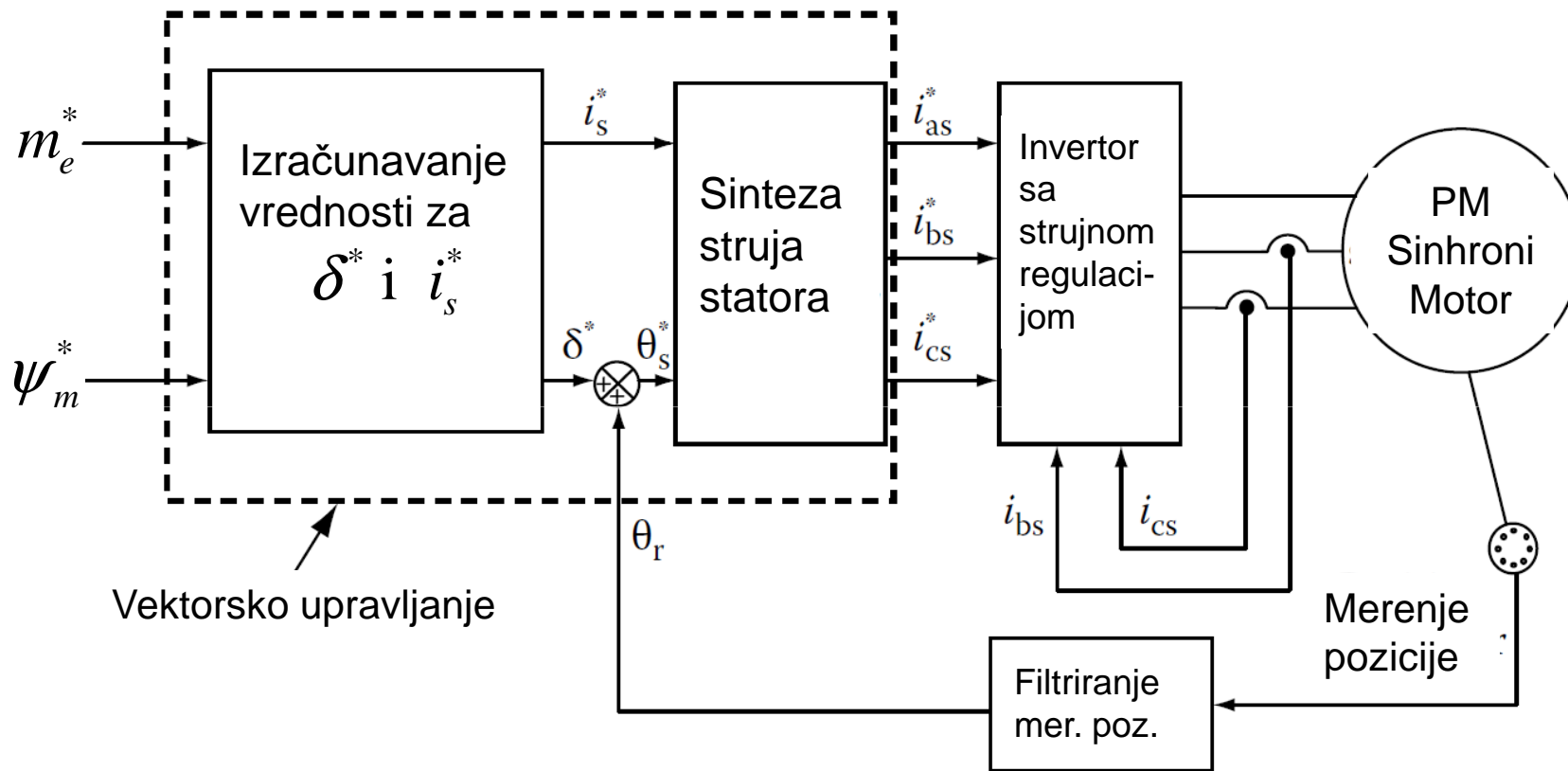
$$\begin{bmatrix} i_T^* \\ i_f^* \end{bmatrix} = i_s^* \begin{bmatrix} \sin \delta^* \\ \cos \delta^* \end{bmatrix}$$

*Korak 4:* Određivanje referentne vrednosti za fazni stav struje statora u stacionarnom ref. sistemu (pozicija rotora se meri):

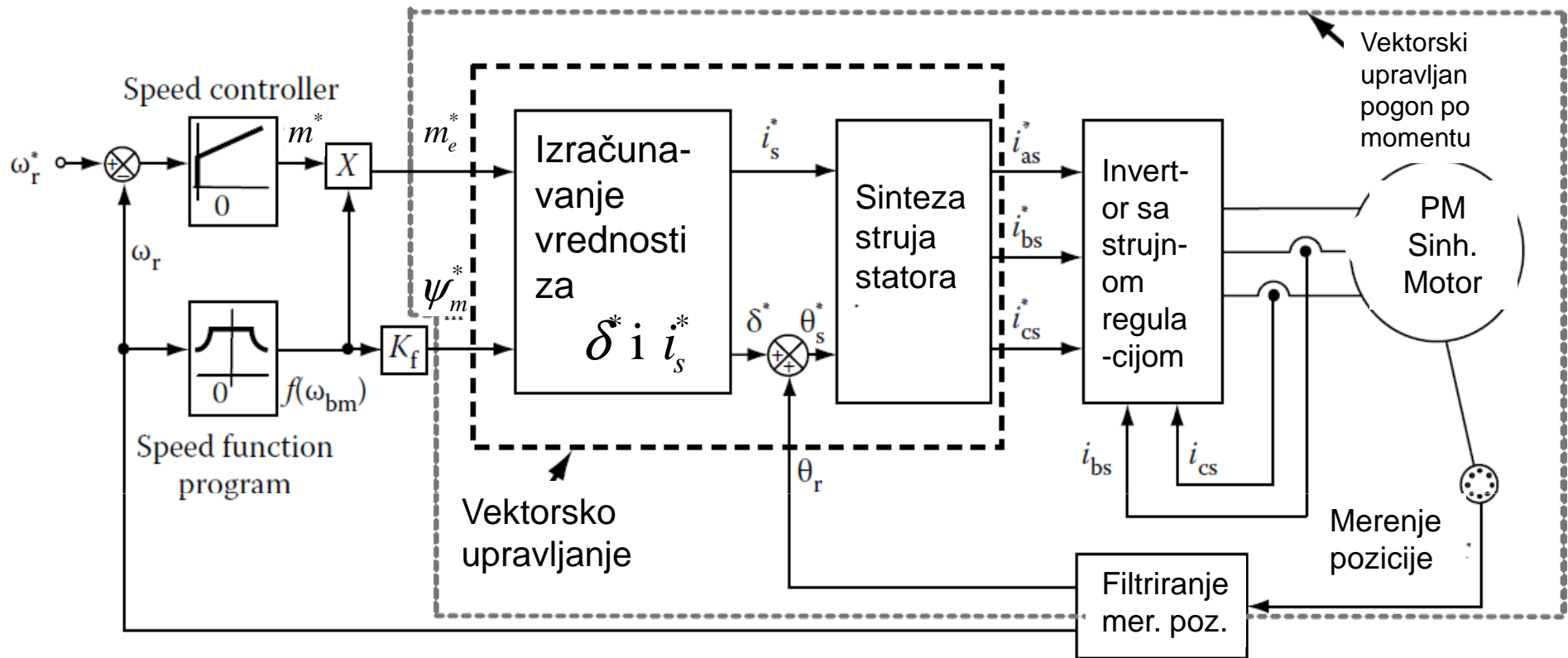
$$\theta_s^* = \theta_r + \delta^* = \omega_r t + \delta^*$$

*Korak 5:* Određivanje referentnih vrednosti za fazne struje statora:

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_T^* \\ i_f^* \end{bmatrix} = i_s^* \begin{bmatrix} \sin \left( \theta_r + \delta^* \right) \\ \sin \left( \theta_r + \delta^* - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left( \theta_r + \delta^* + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$



Blok dijagram vektorski upravljano pogona sa PMSM:  
 upravljanje po momentu



Blok dijagram vektorski upravljaniog pogona sa PMSM: upravljanje po brzini



# Strategije upravljanja sinhronim motorom sa permanentnim magnetima

- Vektorsko upravljanje obezbeđuje razdvajanje između obrtnog momenta i vektora fluksa u PMSM. Takvo razdvajanje ne mora biti jedini zahtev kojim se obezbeđuju zahtevane performanse pogonskog sistema.
- Od pogona sa PMSM može se dodatno zahtevati:
  - rad sa jediničnim faktorom snage,
  - rad sa kontrolisanim fluksom u mašini,
  - da razvija optimalnu vrednost obrtnog momenta po amperu struje statora,
  - rad sa maksimalnim stepenom korisnog dejstva (maksimala energetska efikasnost)
  - rad sa maksimalnim momentom za zadatu brzinu.

# Strategije upravljanja sinhronim motorom sa permanentnim magnetima

- Na osnovu navedenih zahteva, definisane su sledeće upravljačke strategije pogonom sa PMSM:

1. Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu momenta, ili upravljanje pogonom pri nultoj d komponenti struje (d - direktna osa)
2. Upravljanja pogonom pri jediničnom faktoru snage
3. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti fluksa u zazoru mašine
4. Upravljanje uglom između fluksa u zazoru mašine i fazora struje
5. Upravljanje održavanjem optimalnog odnosa momenta i struje
6. Upravljanje održavanjem gubitaka snage na konstantnoj vrednosti (rad sa maksimalnim momentom za zadatu brzinu)
7. Upravljanje pri minimalnim gubicima snage ili sa maksimalnom efikasnošću pogona

# Bazne vrednosti

Napomena: indeks "n" u narednim izrazima označava normalizovanu vrednost promenljive.

$$I_b = \sqrt{2}I_{nf} \quad \omega_b = 2\pi f_n \quad V_b = \sqrt{2}V_{nf} \approx \omega_b \Psi_{af}$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \approx \omega_b L_b \quad P_b = \frac{3}{2}V_b I_b$$

$$M_b = \frac{3P}{2}\Psi_{af} I_b = \frac{P_b}{\omega_b / P}$$

# 1. Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu momenta $\delta=90^\circ$

- Održvanjem ugla  $\delta$  na  $90^\circ$  pobudna, odnosno  $d$  (direktna) komponenta struje postaje jednaka nuli, a upravlja se samo  $q$  komponentom (komponenta struje u poprečnoj osi), u zavisnosti od vrednosti referentnog momenta.
- Ovaj način upravljanja primenjuje se samo za brzine manje od nominalne, odgovara konstantnoj vrednosti fluksa u  $d$ -osi i vrlo se često primenjuje.
- Zasniva se na:

$$m_e = \frac{3P}{2} \left[ \psi_{af} i_{qs}^r \right] = \frac{3P}{2} \left[ \psi_{af} I_s \right] [\text{Nm}]$$

gde je  $I_s$  amplituda fazora struje statora. Moment po jedinici struje statora je konstantan i iznosi:

$$\frac{m_e}{I_s} = \frac{3P}{2} \psi_{af} [\text{Nm/A}],$$

a normalizovana vrednost elektromagnetnog momenta se može predstaviti kao:

$$m_{en} = \frac{m_e}{M_b} = \frac{\frac{3P}{2} \psi_{af} \times I_s}{\frac{3P}{2} \psi_{af} \times I_b} = i_s [\text{p.u.}]$$

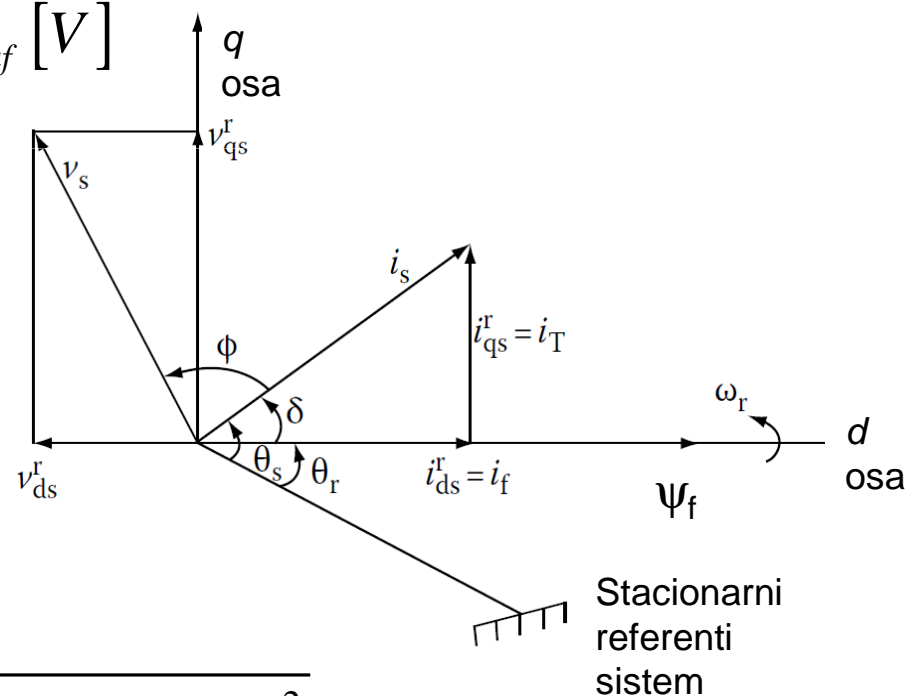
# 1. Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu momenta $\delta=90^\circ$

- Dobija se da je zahtevani moment u relativnim jedinicama ekvivalentan struji statora u relativnim jedinicama, čime se postiže najjednosavniji način upravljanja.

- Ostale vrednosti karakterističnih veličina u stacionarnom stanju su:

$$v_{qs}^r = (R_s + L_q p) I_s + \omega_r \psi_{af} = R_s I_s + \omega_r \psi_{af} [V]$$

$$v_{ds}^r = -\omega_r L_q I_s [V]$$



$$V_s = \sqrt{(v_{qs}^r)^2 + (v_{ds}^r)^2} [V]$$

$$V_{sn} = \frac{V_s}{V_b} = \frac{V_s}{\omega_b \psi_{af}} = \sqrt{(\omega_{rn} + R_{sn} I_{sn})^2 + (L_{qn} I_{sn} \omega_{rn})^2} [p.u.] (*)$$

# 1. Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu momenta $\delta=90^\circ$

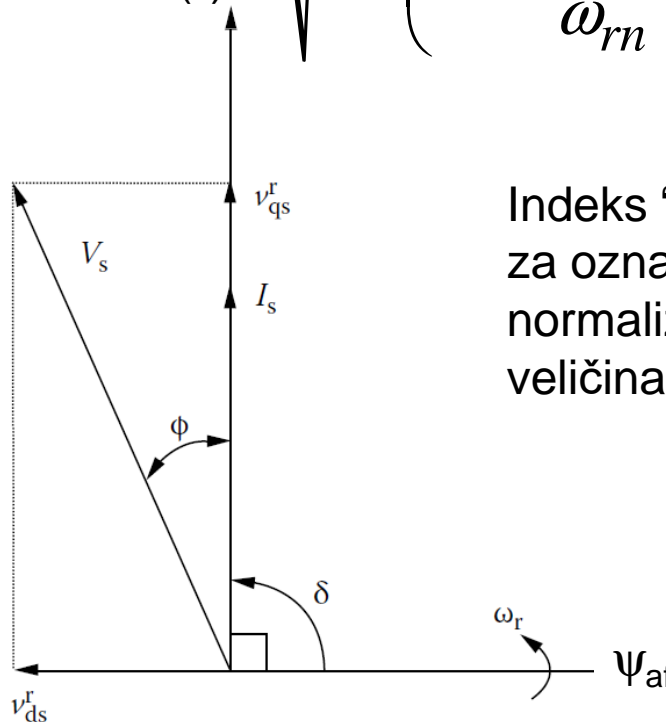
$$\cos \phi = \frac{v_{qs}^r}{V_s} = \frac{v_{qs}^r}{\sqrt{(v_{qs}^r)^2 + (v_{ds}^r)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(L_{qn} I_{sn})^2}{\left(1 + \frac{R_{sn} I_{sn}}{\omega_{rn}}\right)^2}}}$$

$$\omega_{rn(\max)} \cong \frac{V_{sn(\max)}}{\sqrt{1 + L_{qn}^2 I_{sn}^2}}$$

→ Sledi iz (\*)

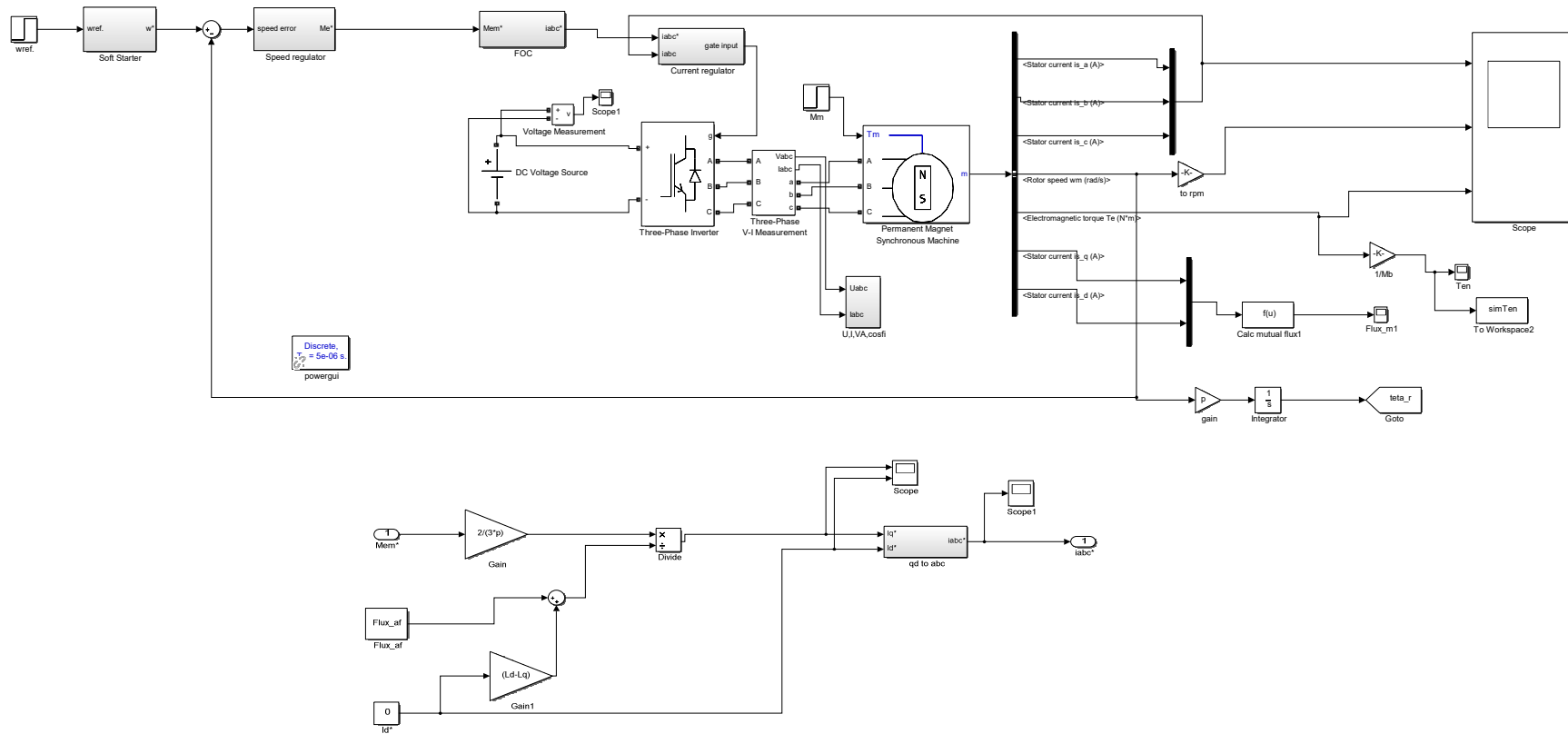
$$\psi_{mn} = \sqrt{1 + L_{qn}^2 I_{sn}^2}$$

Normalizovana vrednost rezultatnog fluksa u zazoru – nemoguće slabljenje polja!!!



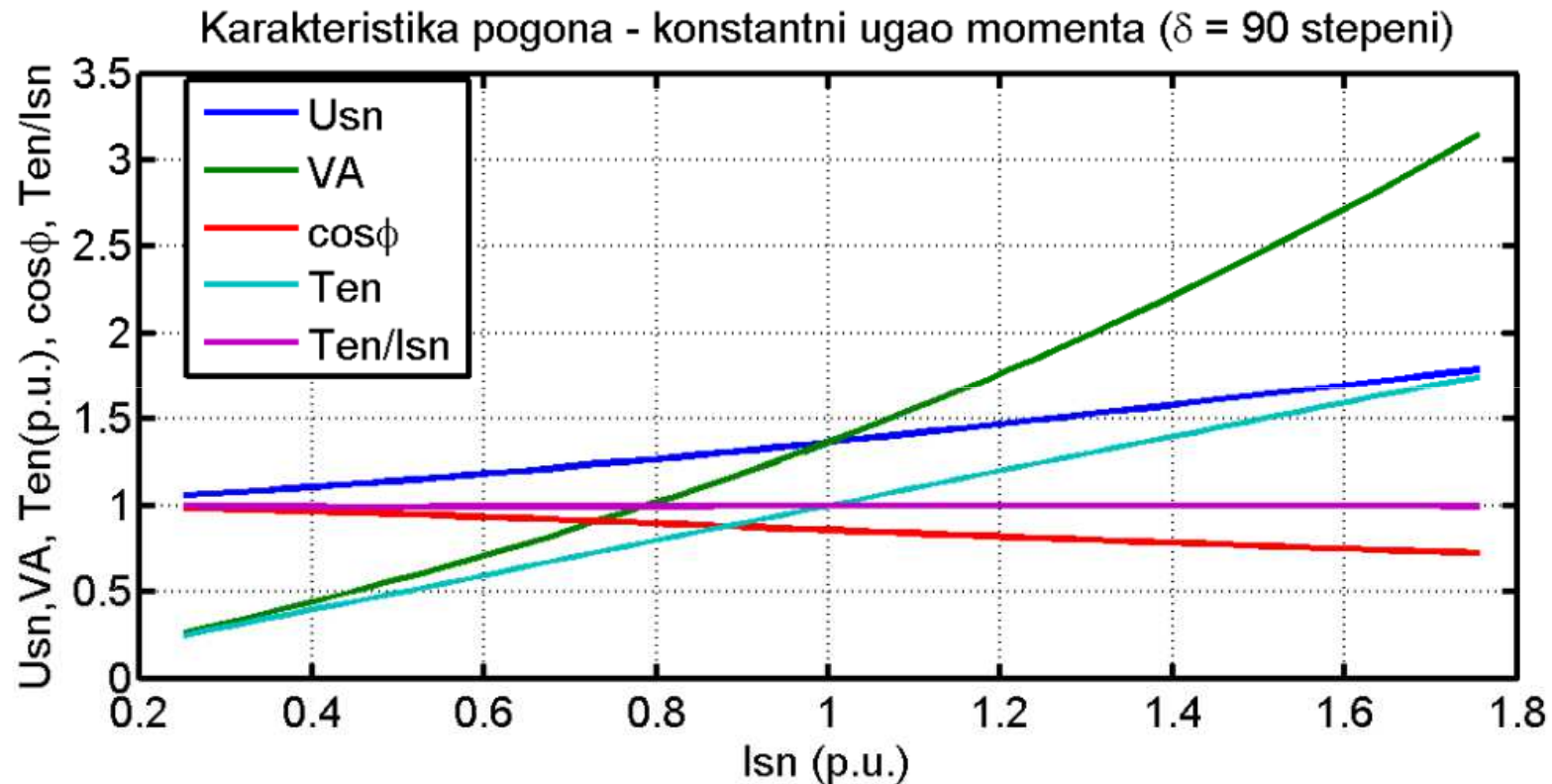
Indeks “n” se koristi za označavanje normalizovanih veličina.

# 1. Ponašanje pogona pri upravljanju sa konstantnim uglom momenta $\delta=90^\circ$



*Simulink model za simulaciju upravljanja pogonom sa motorom sa stalnim magnetima (Implementacija upravljanja sa konstantnim uglom momenta u bloku "FOC") [3]*

# 1. Ponašanje pogona pri upravljanju sa konstantnim uglom momenta $\delta=90^\circ$



Smanjuje se  $\cos\phi$ , pa je zbog toga potrebno da inverter obezbedi Q zbog čega mu raste prividna snaga. Takođe rastu zahtevi za naponom, ali će i momenat (Ten) koji razvija PMSM da raste – što je dobra strana.



## 2. Upravljanje pogonom sa jediničnim faktorom snage

- Upravljanje sa jediničnim faktorom snage podrazumeva da energetski pretvarač u potpunosti obezbeđuje isključivo aktivnu ulaznu snagu za PMSM. Ovaj način upravljanja se ostvaruje tako što se upravlja uglom momenta u zavisnosti od promenljivih veličina motora na sledeći način:
- Poprečna i direktna komponenta struje statora u stacionarnom stanju u referentnom sistemu vezanom za rotor su:

$$I_{qs}^r = I_s \sin \delta$$

$$I_{ds}^r = I_s \cos \delta$$

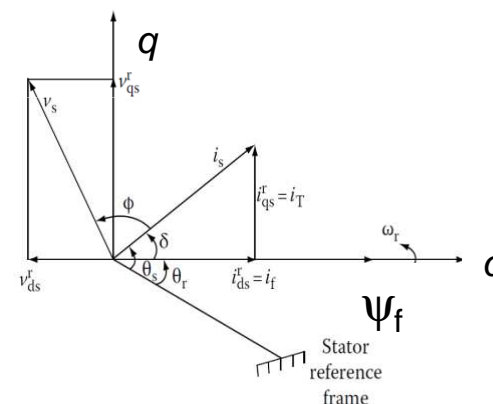
$$m_{en} = I_{sn} \left( I_{sn} \frac{L_{dn} - L_{qn}}{2} \sin 2\delta + \sin \delta \right) [\text{p.u.}]$$

## 2. Upravljanje pogonom sa jediničnim faktorom snage

$$\left. \begin{aligned} v_{qsn}^r &= \omega_{rn} \left( 1 + L_{dn} I_{sn} \cos \delta + \frac{R_{sn} I_{sn}}{\omega_{rn}} \sin \delta \right) [\text{p.u.}] \\ v_{dsn}^r &= \omega_{rn} I_{sn} \left( \frac{R_{sn}}{\omega_{rn}} \cos \delta - L_{qn} \sin \delta \right) [\text{p.u.}] \end{aligned} \right\} V_{sn} = \sqrt{\left( v_{qsn}^r \right)^2 + \left( v_{dsn}^r \right)^2} [\text{p.u.}]$$

- Ugao između  $d$ -ose i rezultatnog napona  $V_{sn}$  je:

$$\tan(\delta + \phi) = \frac{v_{qsn}^r}{v_{dsn}^r}$$



- Kako faktor snage treba da bude 1 pri ovom načinu upravljanja, ugao  $\phi$  mora da bude 0, tako da je:

$$\tan(\delta + 0) = \frac{v_{qsn}^r}{v_{dsn}^r}$$

## 2. Upravljanje pogonom sa jediničnim faktorom snage

- Ovo dalje znači da je:

$$\frac{\sin \delta}{\cos \delta} = \frac{1 + L_{dn} I_{sn} \cos \delta + \frac{R_{sn} I_{sn}}{\omega_{rn}} \sin \delta}{\frac{R_{sn} I_{sn}}{\omega_{rn}} \cos \delta - L_{qn} I_{sn} \sin \delta}$$

$$I_{sn} \left( L_{qn} \sin^2 \delta + L_{dn} \cos^2 \delta \right) = -\cos \delta$$

- Dobija se izraz za ugao momenta:

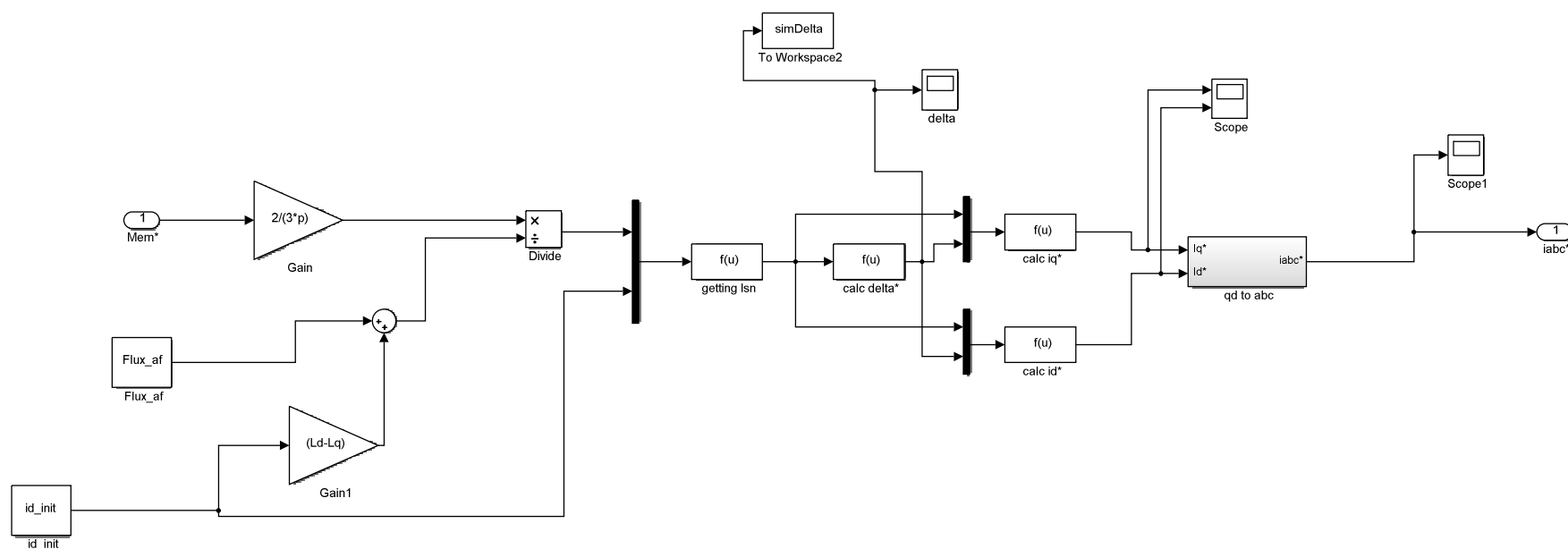
$$\delta = \cos^{-1} \left( \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4L_{qn} I_{sn}^2 (L_{dn} - L_{qn})}}{2I_{sn} (L_{dn} - L_{qn})} \right) [rad]$$

$< 0 \rightarrow \delta > 90^\circ$

- Za  $\delta < 90^\circ$  doći će do porasta fluksa statora ( $I_d > 0$ ), što će dalje dovesti do zasićenja magnetnog kola mašine i do povećanja gubitaka u mašini. Samo pozitivan znak ispred korena će da da negativnu vrednost u zagradi, tako da će ugao biti veći od 90. Ugao  $\delta$  ne zavisi od brzine!

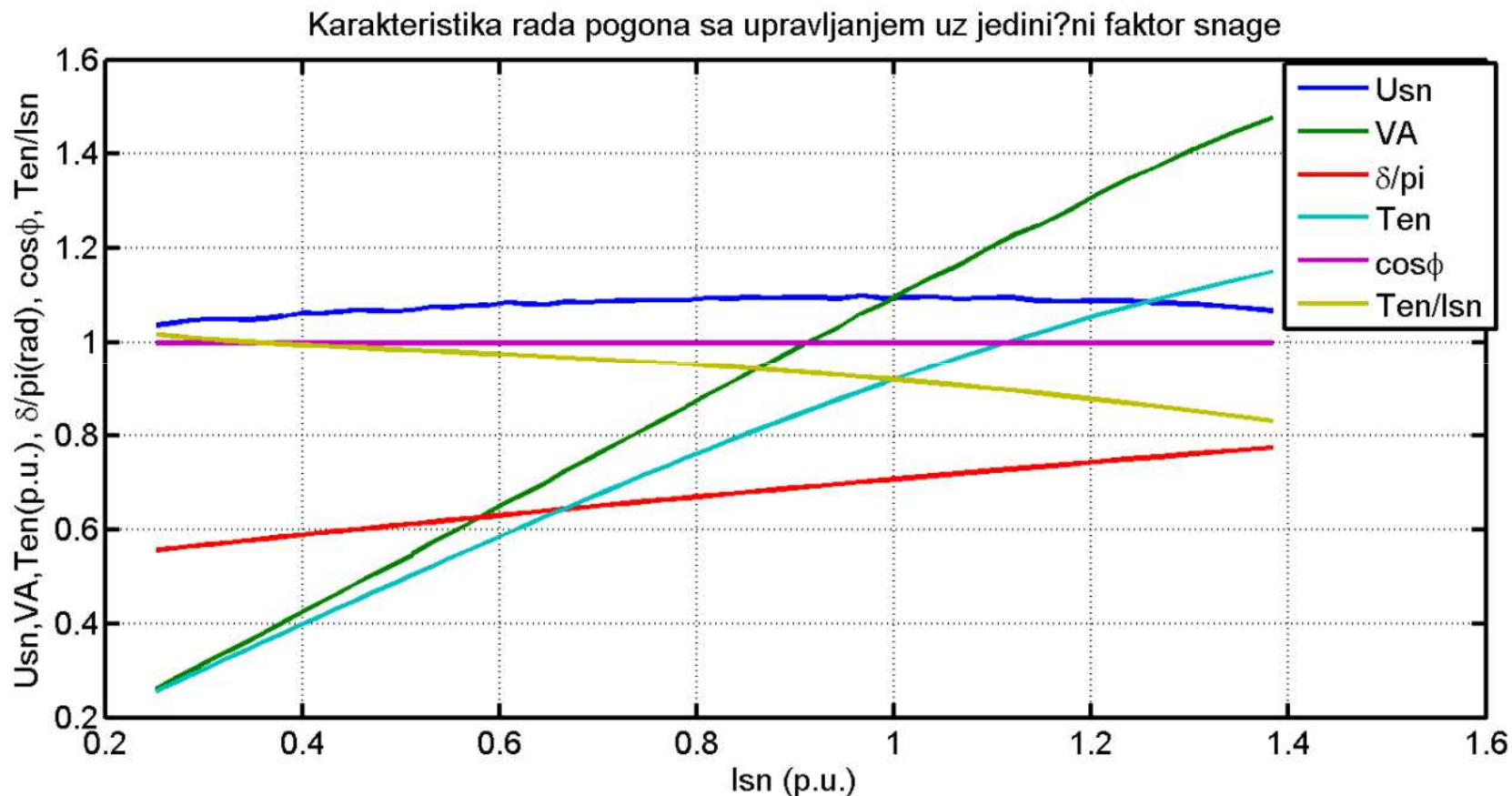
## 2. Upravljanje pogonom sa jediničnim faktorom snage

- Primiti da se za poznate vrednosti  $L_{qn}$  i  $L_{dn}$ , upravljanje pogonom sa jediničnim faktorom snage svodi na upravljanje amplitudom fazne struje i da ne zavisi od brzine motora.



*Blok FOC – Implementacija upravljanja sa jediničnim faktorom snage (izračunavanje ugla momenta (calc delta\*) primenom Fcn bloka) [3]*

## 2. Upravljanje pogonom sa jediničnim faktorom snage



Moment po [A] je manji od 1, tako da ovaj način upravljanja nije optimalan u pogledu momenta koji razvija motor, a i efikasnost će biti manja zbog povećanih  $P_{cu}$ . Manji zahtevi za naponom, pa se proširuje opseg rada sa konstantnim momentom, što je dobra strana.

### 3. Upravljanje pogonom pri konstantnom fluksu u zazoru mašine

- Pri ovom upravljanju rezultatna vrednost fluksa, koji predstavlja vektorski zbir porečne komponente fluksa statora i direktne komponente fluksa statora zajedno sa fluksom rotora je konstantna.
- Glavna prednost ovog načina upravljanja je što se ograničavanjem fluksa u zazoru mašine (najčešće na vrednost jednaku fluksu permanentnih magneta), vrednost napona održava na uporedivo manjoj vrednosti.
- Takođe, variranjem vrednosti fluksa na jednostavan način se obezbeđuje rad u oblasti slabljenja polja sa brzinama većim od nominalne.
- Ovim načinom se ostvaruje upravljanje u celom opsegu brzina, a ne samo pri brzinama manjim od nominalne, kao u prvom slučaju.
- Ukupni fluks u zazoru mašine se može izraziti na sledeći način:

$$\Psi_m = \sqrt{\left(\Psi_{af} + L_d I_{ds}^r\right)^2 + \left(L_q I_{qs}^r\right)^2},$$

a izjednačavanjem  $\Psi_m = \Psi_{af}$  i izražavanjem d i q komponente struje statora preko fazora struje statora i ugla momenta, prethodni izraz postaje:

$$I_s = -\frac{2\Psi_{af}}{L_d} \left[ \frac{\cos \delta}{\cos^2 \delta + \rho^2 \sin^2 \delta} \right], \quad \rho = \frac{L_q}{L_d}$$

### 3. Upravljanje pogonom pri konstantnom fluksu u zazoru mašine

- Javljaju se dva krajnja slučaja:

1)  $\rho \approx 1$  za površinski montirane permanentne magnete

2)  $\rho \neq 1$  (može dostići vrednost 3) za ukopane permanentne magnete

- U prvom slučaju upravljanje se svodi na:

$$\delta = \cos^{-1} \left( -\frac{I_{sn} L_{dn}}{2} \right) [rad],$$

a u drugom:

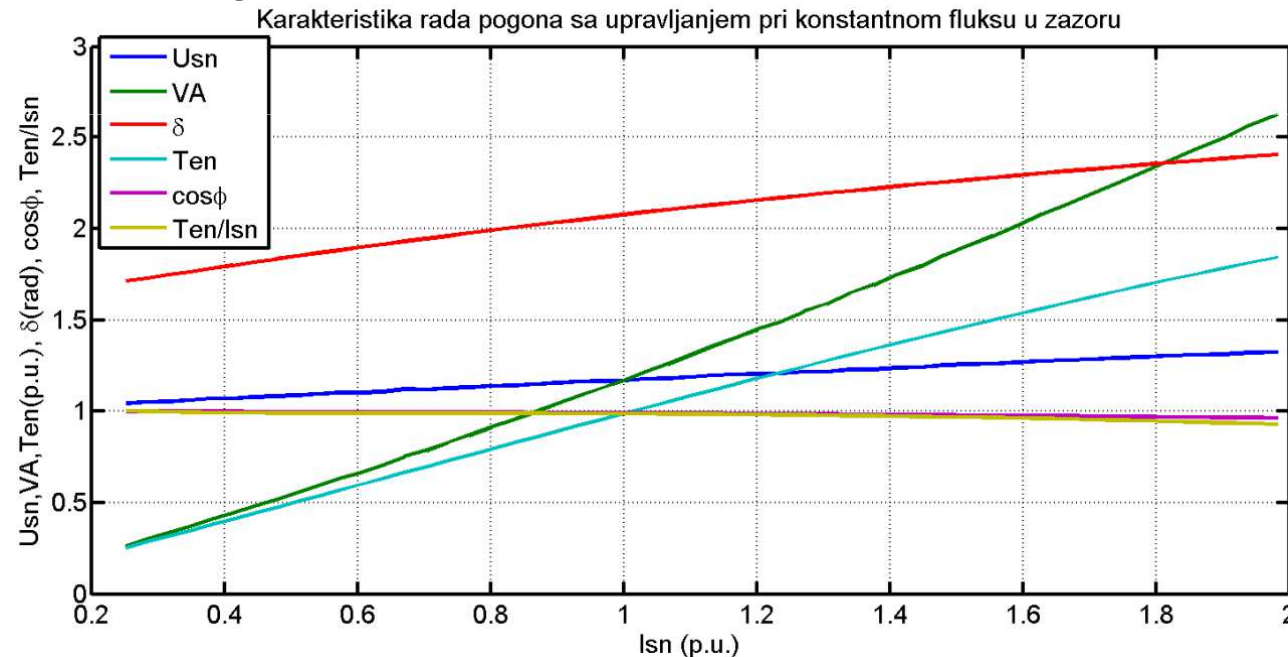
$$\delta = \cos^{-1} \left( \frac{1}{L_{dn} I_{sn} (1 - \rho^2)} \pm \sqrt{\left( \frac{1}{L_{dn} (1 - \rho^2) I_{sn}} \right)^2 - \frac{1}{(1 - \rho^2)}} \right) [rad]$$

Bira se manja od dve moguće vrednosti za  $\delta$ , tako da struja demagnetizacije bude mala. Treba primetiti da ugao  $\delta$  mora da bude veći od  $90^\circ$ .

### 3. Upravljanje pogonom pri konstantnom fluksu u zazoru mašine

-Na osnovu karakteristika koje ilustruju ponašanje pogona pri upravljanju sa konstantnim fluksom u zazoru mašine, može se zaključiti da:

- momenat po amperu struje je nešto malo manji od 1, potreban napon i snaga su nešto manji u odnosu na potrebne vrednosti pri upravljanju sa konstantnim uglom momenta,
- faktor snage je blizak jedinici



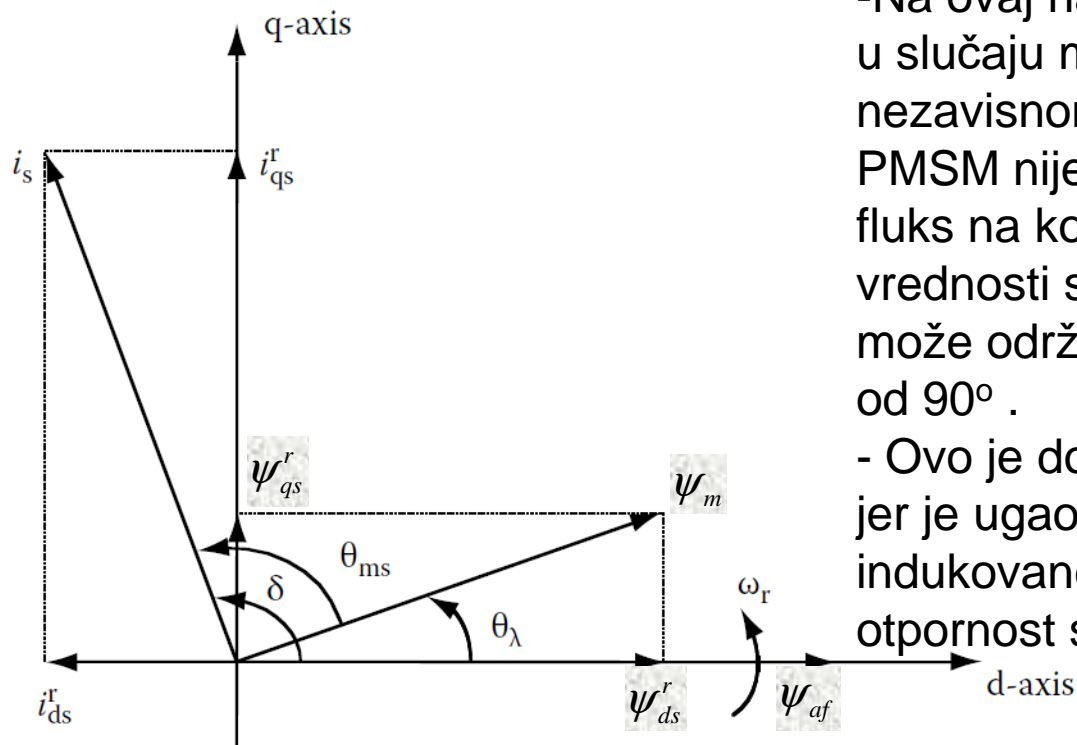
- struja statora pokazuje veliku sličnost sa upravljanjem pri jediničnom faktoru snage, ali značajan moment se ostvaruje u širem opsegu struja u poređenju sa ovim načinom upravljanja.



## 4. Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu između fazora fluksa u zazoru mašine i fazora statorske struje\*

$$m_e = \frac{3}{2} P \psi_m i_s \sin \theta_{ms},$$

- gde je  $\theta_{ms}$  ugao između fazora fluksa u zazoru mašine i fazora statorske struje, kao što je prikazano na slici ispod i održava se na  $90^\circ$ .



-Na ovaj način postiže se upravljanje kao u slučaju motora jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom, osim što u sučaju PMSM nije moguće održavati rezultatni fluks na konstantnoj vrednosti za sve vrednosti struje statora, dok se ugao može održavati na konstantnoj vrednosti od  $90^\circ$ .

- Ovo je dodatno i UPF način upravljanja, jer je ugao između struje statora i indukovane EMS (a ako se zanemari otpornost statora) jednak  $0^\circ$ .

## 5. Upravljanje pogonom pri optimalnoj vrednosti momenta za jediničnu vrednost (ili po [A]) struje statora

- Ovaj način upravljanja je pogodan za optimalno iskorišćenje i invertora i motora, a predstavlja upravljanje uglom momenta.
- Polazeći od izraza

$$m_e = \frac{3}{2} P \left( \psi_{af} i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\delta \right) [\text{Nm}],$$

koji se svodi u normalizovanom domenu na

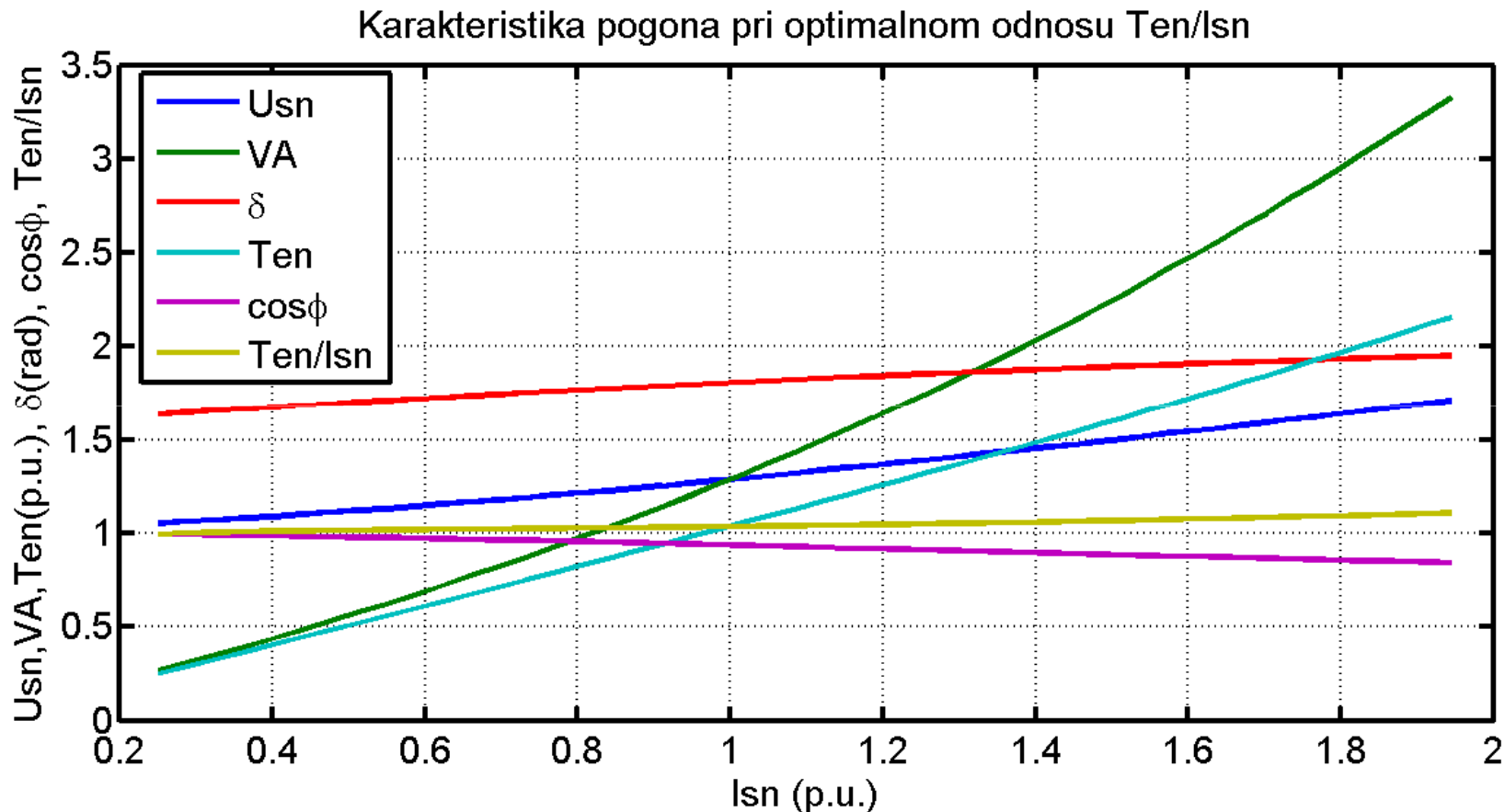
$$\frac{m_{en}}{i_{sn}} = \left( \sin \delta + \frac{1}{2} (L_{dn} - L_{qn}) i_{sn} \sin 2\delta \right) [\text{p.u.}] \quad \text{za} \quad M_b = \frac{3P}{2} \psi_{af} I_b [\text{p.u.}],$$

diferenciranjem po uglu  $\delta$  i izjednačavanjem sa 0, dobija se:

$$\delta = \cos^{-1} \left( -\frac{1}{4a_1 i_{sn}} + \sqrt{\left( \frac{1}{4a_1 i_{sn}} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right) [\text{rad}], \quad a_1 = (L_{dn} - L_{qn}) = L_{dn} (1 - \rho)$$

- Uvažava se samo pozitivna vrednost argumenta, jer  $\delta$  mora da bude veće od  $90^\circ$ , da bi se smanjio fluks u vazдушnom zazoru.
- Ovaj način upravljanja se koristi kod mašina kod kojih se  $L_d$  i  $L_q$  značajno razlikuju ( $\rho > 2$ ) i koje su projektovane za manje brzine.

## 5. Upravljanje pogonom pri optimalnoj vrednosti momenta za jediničnu vrednost (ili po [A]) struje statora



Karakteristika rada pogona sa upravljanjem pri optimalnom odnosu momenta i jedinične struje [3]

- Ima mnogo bolje karakteristike u odnosu na upravljanje sa konstantnim uglom momenta, a momant značajno raste sa porastom  $\rho$ .

## 6. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti gubitaka snage\*

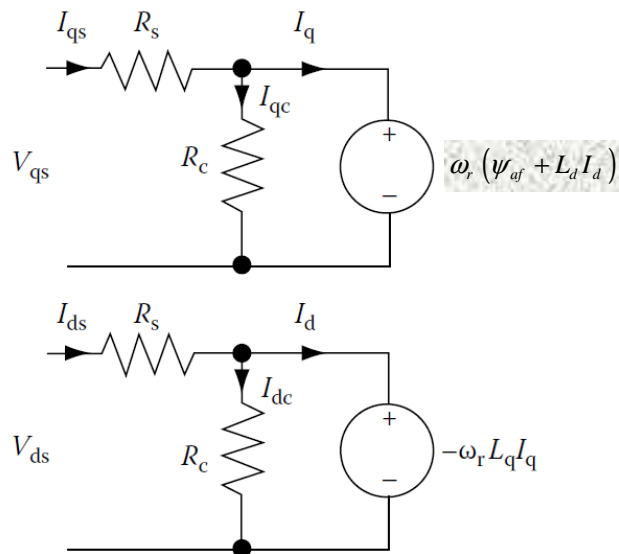
- Uobičajeno je da se maksimalni moment za brzine manje od nominalne ostvaruje ograničavanjem amplitude struje statora na nominalnu vrednost, a za brzine veće od nominalne, ograničavanjem snage na osovini motora na nominalnu vrednost.
- Ograničavanjem struje statora, ograničavaju se gubici u bakru, ali ne uvek i gubici u gvožđu. Takođe, ograničavanjem snage na osovini motora, ne ograničavaju se uvek i direktno gubici u motoru. Na ovaj način se ignoriše termička robustnost mašine, koja zahteva da ukupni gubici u mašini imaju dozvoljenu vrednost, koja se ovako ostvaruje samo pri nominalnoj brzini.
- Sve veća upotreba frekventnih pretvarača treba da omogući ostvarenje dva cilja: upravljanje u širokim opsegu brzina i povećanje efikasnosti pogona. Ovaj način upravljanja obezbeđuje generisanje maksimalnog momenta u širokom opsegu brzina.
- Maksimalni dozvoljeni gubici snage u svakoj radnoj tački pogona se određuju na osnovu dozvoljenog porasta temperature u mašini za datu radnu tačku, tako da u mnogome zavise od radnog okruženja, temperature ambijenta i načina hlađenja.

## 6. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti gubitaka snage (CPLC)

- Da bi se uveo ovaj način upravljanja, usvojene su sledeće pretpostavke:

1. Svi parametri motora su konstantni
2. Gubici usled trenja i ventilacije, kao i gubici u invertoru su zanemareni
3. Koristi se vektorski kontroler visokog propusnog opsega što rezultira zanemarljivom greškom struje statora.
4. Nominalna struja se definiše kao struja koja generiše nominalni moment primenom metode upravljanja sa nultom strujom u direktnoj osi.
5. Za bazne vrednosti pri normalizaciji, usvojene su nominalne vrednosti.

**dq Model PMSM u referentnom sistemu vezanom za rotor u stacionarnom stanju sa uvažavanjem gubitaka (pojednostavljeno) je dat na slici:**



$$\begin{bmatrix} I_{qs}^r \\ I_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{L_d \omega_r}{R_c} \\ -\frac{L_q \omega_r}{R_c} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\psi_{af} \omega_r}{R_c} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^r \\ V_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & L_d \omega_r \left( 1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \\ -L_q \omega_r \left( 1 + \frac{R_s}{R_c} \right) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\psi_{af} \omega_r}{R_c} \\ 0 \end{bmatrix}$$

## 6. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti gubitaka snage

$$m_e = \frac{3}{2} P \left( \psi_{af} I_q + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_d I_q \right) [\text{Nm}],$$

-Gubici u gvožđu iznose:

$$P_{Fe} = \frac{\frac{3}{2} \omega_r^2 (L_q I_q)^2}{R_c} + \frac{\frac{3}{2} \omega_r^2 (\psi_{af} + L_d I_d)}{R_c} = \frac{3}{2} \omega_r^2 \psi_m^2,$$

gde je  $\psi_m$  ukupni (zajednički, rezultatni) fluks u zazoru mašine.

- Ukupni gubici u mašini su:

$$P_l = \frac{3}{2} R_s (I_{qs}^2 + I_{ds}^2) + \frac{3}{2} \omega_r^2 \left[ (L_q I_q)^2 + (\psi_{af} + L_d I_d)^2 \right]$$

-Maksimalni dozvoljeni gubici u mašini  $P_{lm}$  zavise od željenog rasta temperature za datu mašinu. Za svaku brzinu, fazor struje koji predstavlja vektorski zbir struja  $I_q$  i  $I_d$  određuje se iz prethodnog izraza tako što se usvoji da je  $P_l = P_{lm}$ , odnosno da su ukupni gubici jednaki maksimalnim.

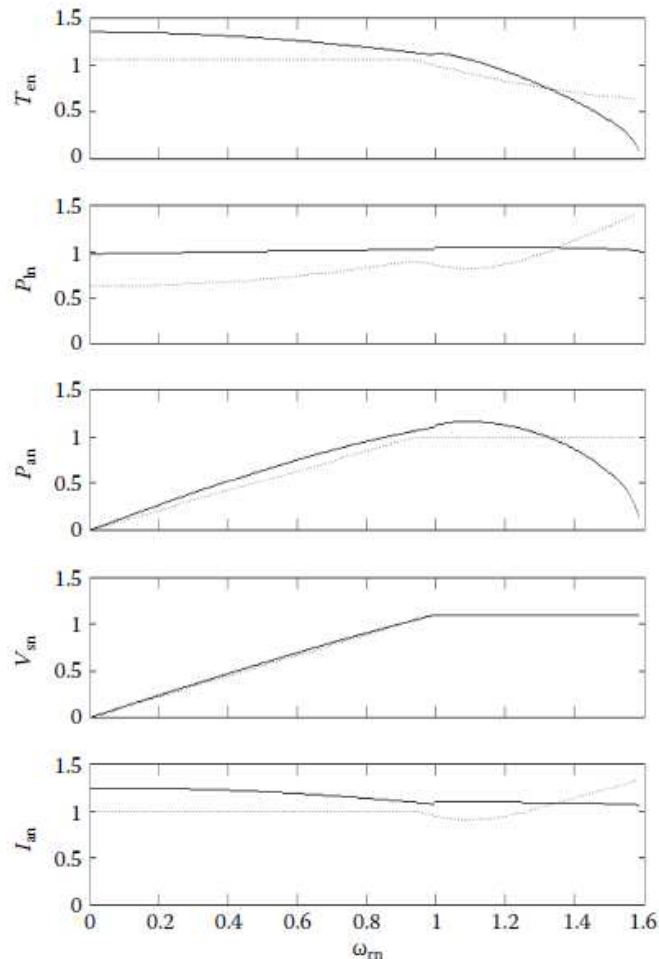
- Za bilo koju brzinu, radna tačka se nalazi na trajektoriji koja odgovara konstantnim gubicima snage, pri kojima se takođe ima maksimalni obrtni moment, i koja definiše granicu oblasti rada mašine pri toj brzini. U ovoj radnoj tački, motor razvija maksimalni moment za zadate gubitke snage.

-U oblasti slabljenja polja, granične vrednosti za napon i gubitke snage definišu maksimalan moment za zadatau brzinu.

## 6. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti gubitaka snage

- U oblasti slabljenja polja, za bilo koju vrednost struje statora (uz zanemarenje pada napona na otpornosti) važi da je maksimalan fazni napon:

$$V_{sm} = \left[ (L_q I_q)^2 + (\psi_{af} + L_d I_d)^2 \right]^{0.5} \omega_r = \omega_r \psi_m$$



-Na dijagramima su prikazani: normalizovani maksimalni obrtni moment, gubici snage, snaga obrtnog polja, fazni napon i struja za CPLC način upravljanja (pune linije) i za način upravljanja sa snagom i strujom ograničenim na nominalne vrednosti (tačkaste linije). Izdvajaju se dve oblasti rada:

I – rad pri brzinama manjim od nominalne: bazna brzina  $\omega_b$  se definiše kao brzina iznad koje fazni napon mora da ostane konstantan u okviru primenjenog načina upravljanja (CPLC). Ispod ove brzine moment je ograničen samo konstantnom vrednošću gubitaka snage, a napon je manji od maksimalne vrednosti  $V_{sm}$ .

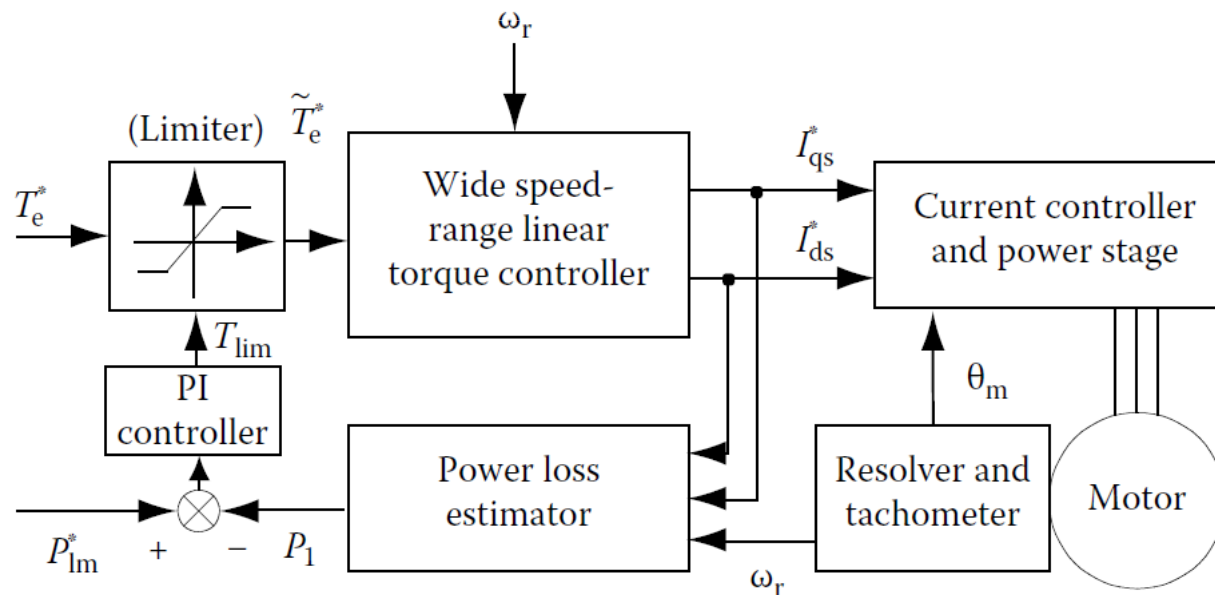
II – rad u oblasti slabljenja polja: CPLC granična kriva opada brže u ovoj oblasti rada zbog ograničenja napona (iznad brzine=1.45p.u.), a do tada je bila superiornija u odnosu na konvencionalne metode.

## 6. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti gubitaka snage

- Iz prikazanog se može zaključiti da ograničavanjem struje i snage na nominalne vrednosti dovodi do:

1. nepotpunog iskorišćenja mašine na brzinama manjim od nominalne,
2. generisanja suvišnih gubitaka snage na brzinama većim od nominalne, osim ako nisu i struja i snaga ograničene svojim nominalnim vrednostima u oblasti slabljenja polja,
3. nepotpunog iskorišćenja mašine u nekim intervalima rada u oblasti slabljenja polja.

**Implementacija upavljanja pogonom pri konstantnoj vrednosti gubitaka snage:**





## 6. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti gubitaka snage

- Mogu se izvesti sledeći zaključci u vezi ovog načina upravljanja:

1. nije neophodno “off-line” računati maksimalan momenat za zadata brzinu (određivanje granične krive),
2. maksimalne gubitke snage može da ograniči ili rukovalac pogonom, ili zahtevi procesa proizvodnje,
3. upravljačka strategija koja se koristi u bloku za momenat nezavisna je od sistema,
4. svi parametri mašine koji su potrebni za primenu ovog načina upravljanja već postoje u upravljačkim delovima većine frekventnih pretvarača koji se primenjuju u pogonima visokih performansi.
5. implementacija je namenjena korišćenju u realnom vremenu.

- Posledice primene ovog načina upravljanja:

1. Rad sa većim vrednostima struja (25%) kojima se obezbeđuje veća vrednost maksimalnog momenta (za 39% veći momenat pri nultoj brzini u poređenju sa upravljanjem sa maksimalnom nominalnom strujom), pri istim zahtevima za napon.
2. Promenljivost parametara – način upravljanja zavisi od vrednosti parametara za  $L_d$  (ne menja se bitno),  $L_q$  (menja se kao posledica zasićenja magnetnog kola, ali se može estimirati dovoljno precizno u zavisnosti od struje statora) i  $\psi_{af}$  (precizna estimacija zahteva kompleksne algoritme).

- Na ovaj način upravljanja, kao i na svaki drugi koji je zasnovan na modelu, prirodno utiče promenljivost parametara.

## 7. Upravljanje pogonom po kriterijumu maksimalne efikasnosti

-Način upravljanja kojim se obezbeđuju minimalni električni gubici u svim radnim tačkama pogona predstavlja najbolji način upravljanja u svim pogonima u kojima se zahteva maksimalna efikasnost.

- Ovo je najčešće slučaj u KGH (HVAC) aplikacijama, u kućnim aparatima (veš mašine, mašine za sušenje, zamrzivači, frižideri, usisivači i sl.). U svim drugim aplikacijama visokih performansi, rad sa maksimalnom efikasnošću obezbeđuje veću termičku robustnost, a samim tim duži radni vek električnih instalacija i veću pouzdanost pogona.

- **Upravljanje pogonom sa maksimalnom vrednošću momenta po jedinici (po amperu) potrebne struje statora, minimizira samo aktivne gubitke u namotaju statora, ali ne i gubitke u gvožđu, kao ni ukupne gubitke.**

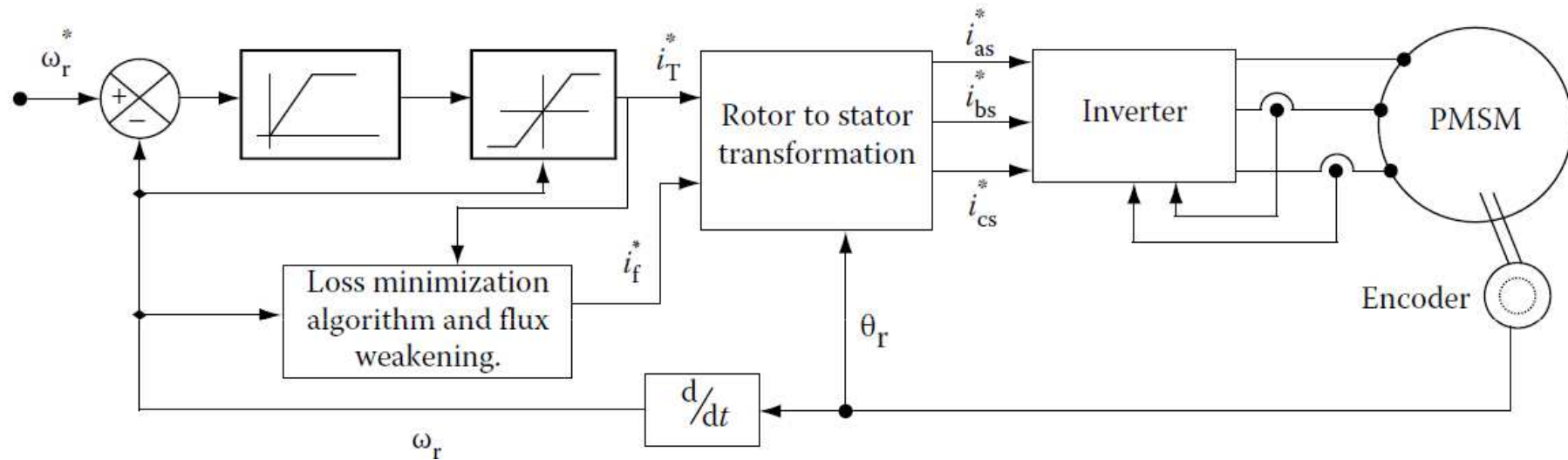
- **Upravljanje pri konstantnim gubicima snage određuje graničnu krivu maksimalnog momenta u celom opsegu promene brzine.**

- Ako se odredi minimalna ulazna snaga za svaku radnu tačku, onda se **primenom ovog načina upravljanja ostvaruju minimalni gubici snage, odnosno maksimalna efikasnost pogona sa PMSM.**

## 7. Upravljanje pogonom po kriterijumu maksimalne efikasnosti

- Razlog zbog koga se gubici smanjuju s povećanjem struje statora i ugla momenta jeste da se gubici u gvožđu smanjuju sa smanjenjem fluksa u zazoru mašine, iako gubici u bakru statora neznatno rastu.
- Uz rastući ugao momenta, struja u d-osi raste zbog čega se fluks u d-osi smanjuje. Čak i ako struja u q-osi ostane ista ili se poveća, i na taj način utiče da se vrednost fluksa u q-osi ne promeni, ili se poveća, fluks u d-osi će se uvek smanjivati, u zavisnosti od trenutne vrednosti d komponente struje statora.
- Ova pojava ima kumulativni efekat na smanjenje fluksa u zazoru, a samim tim na smanjenje gubitaka u gvožđu i ukupnih gubitaka u mašini.
- Kod PMSM sa  $L_d \neq L_q$ , q komponenta struje ne mora da poraste da bi se održala ista vrednost momenta pre i posle promene ugla momenta. Ovo ima za posledicu da se ovaj način upravljanja može primeniti i na mašine kod kojih je  $L_d = L_q$ , tj. odnos  $L_d/L_q$  ne utiče negativno na ovaj način upravljanja.
- Iako se radi o jednostavnom konceptu upravljanja, "on-line" implementacija ovog upravljačkog algoritma nije jednostavna. Minimalni gubici se izračunavaju "off-line" za svaku radnu tačku i primenjuju se u vidu "look-up" tabele u upravljačkom delu pogona.

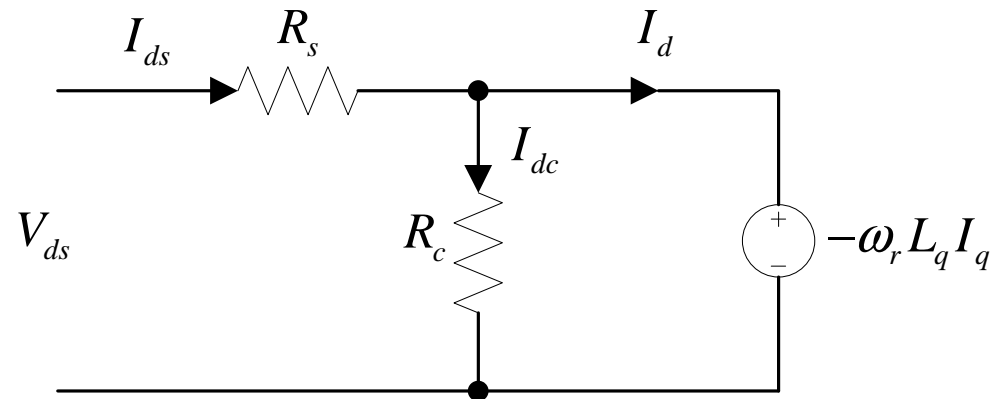
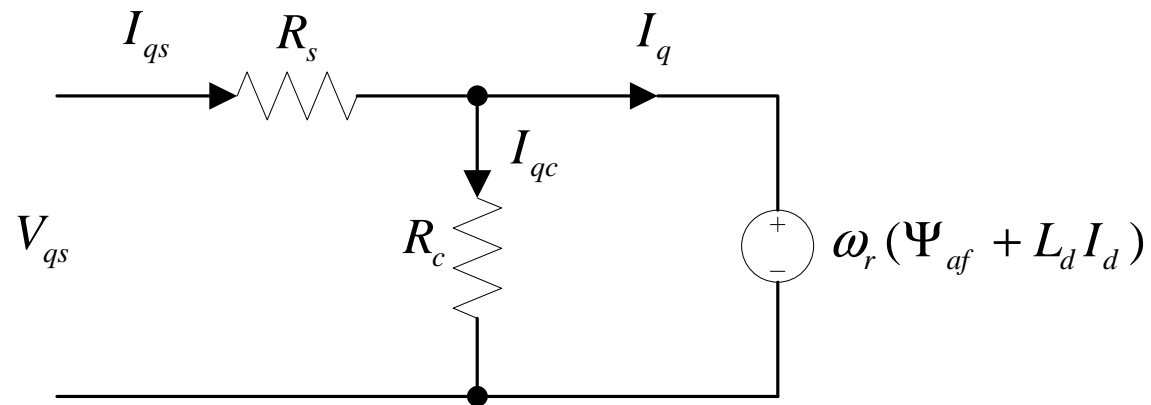
## 7. Upravljanje pogonom po kriterijumu maksimalne efikasnosti



Implementacija upravljanja pogonom po kriterijumu maksimalne efikasnosti

## Primer: [4] Energetski efikasan pogon sa PMSM

- Model PMSM u stacionarnom stanju u rotorskom referentnom sistemu sa uvažavanjem gubitaka u gvožđu:



## PMSM MODEL

- Jednačine za statorske napone i struje u stacionarnom stanju:

$$\begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{L_d \omega_r}{R_c} \\ -\frac{L_q \omega_r}{R_c} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\Psi_{af} \omega_r}{R_c} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & L_d \omega_r \left(1 + \frac{R_s}{R_c}\right) \\ -L_q \omega_r \left(1 + \frac{R_s}{R_c}\right) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{af} \omega_r \left(1 + \frac{R_s}{R_c}\right) \\ 0 \end{bmatrix}$$

## PMSM MODEL

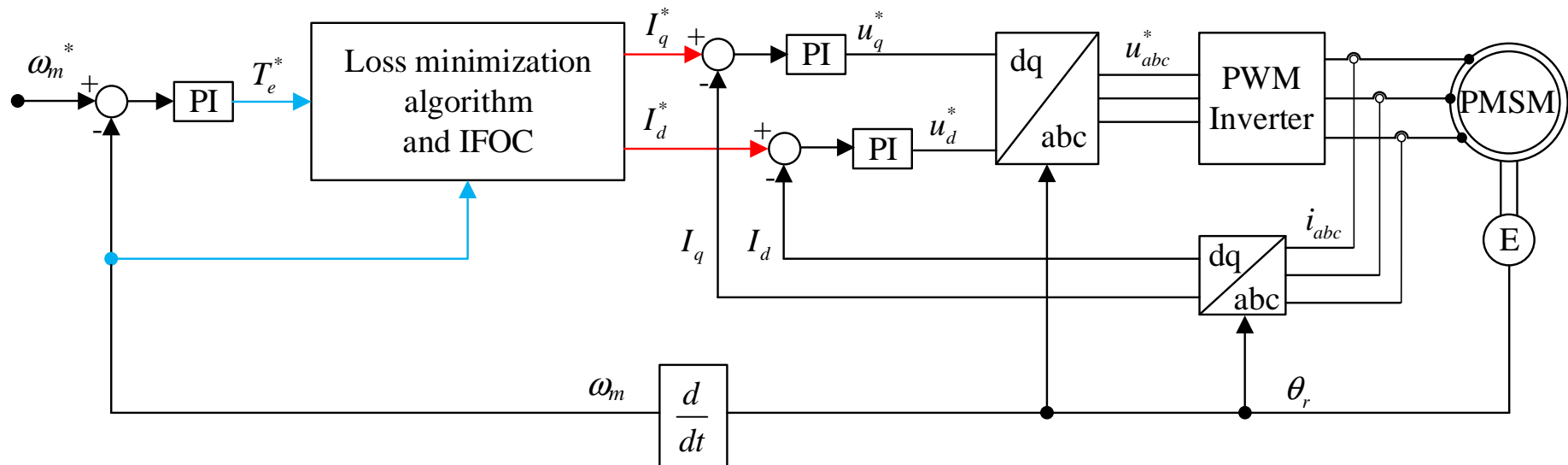
- Gubici snage u bakru i u gvožđu:

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} R_s (I_{qs}^2 + I_{ds}^2)$$

$$P_{Fe} = \frac{3\omega_r^2}{2R_c} \left( (L_q I_q)^2 + (\Psi_{af} + L_d I_d)^2 \right) = \frac{3\omega_r^2}{2R_c} \Psi_m^2$$

$$P_\gamma = P_{Fe} + P_{Cu}$$

# Blok dijagram upravljačke strukture





## Algoritam za minimizaciju gubitaka

- Primenjuje se na izotropne i anizotropne PMSM
- Algoritam može da se primeni *off line* da se dobije *look-up* tabela za *on line* primenu
- Optimalna vrednost struje  $I_q^*$ , proporcionalne momentu je:

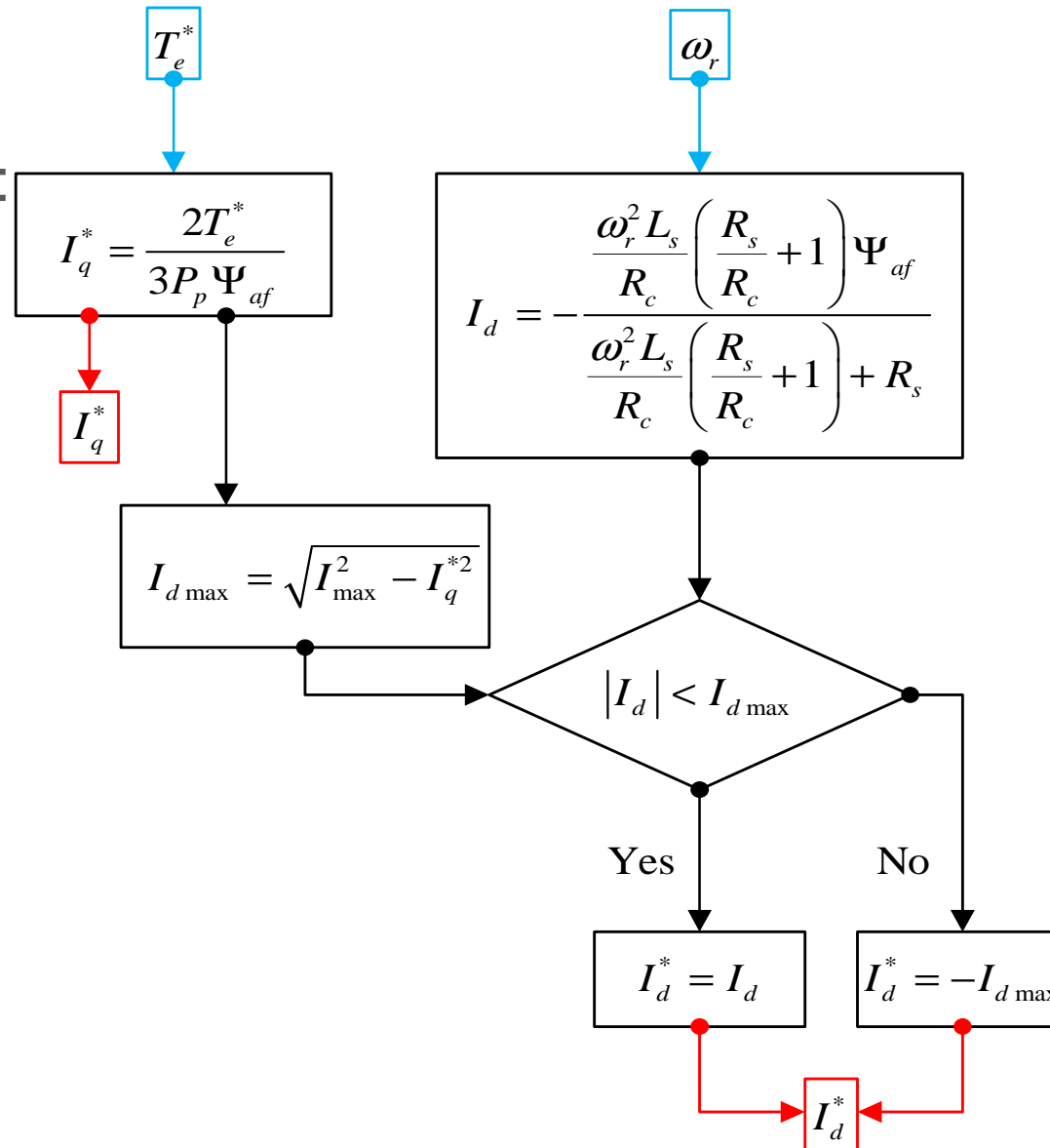
$$I_q^* = \frac{2T_e^*}{3P_p \Psi_{af}}$$

- Optimalna vrednost struje  $I_d^*$ , proporcionalne fluksu:

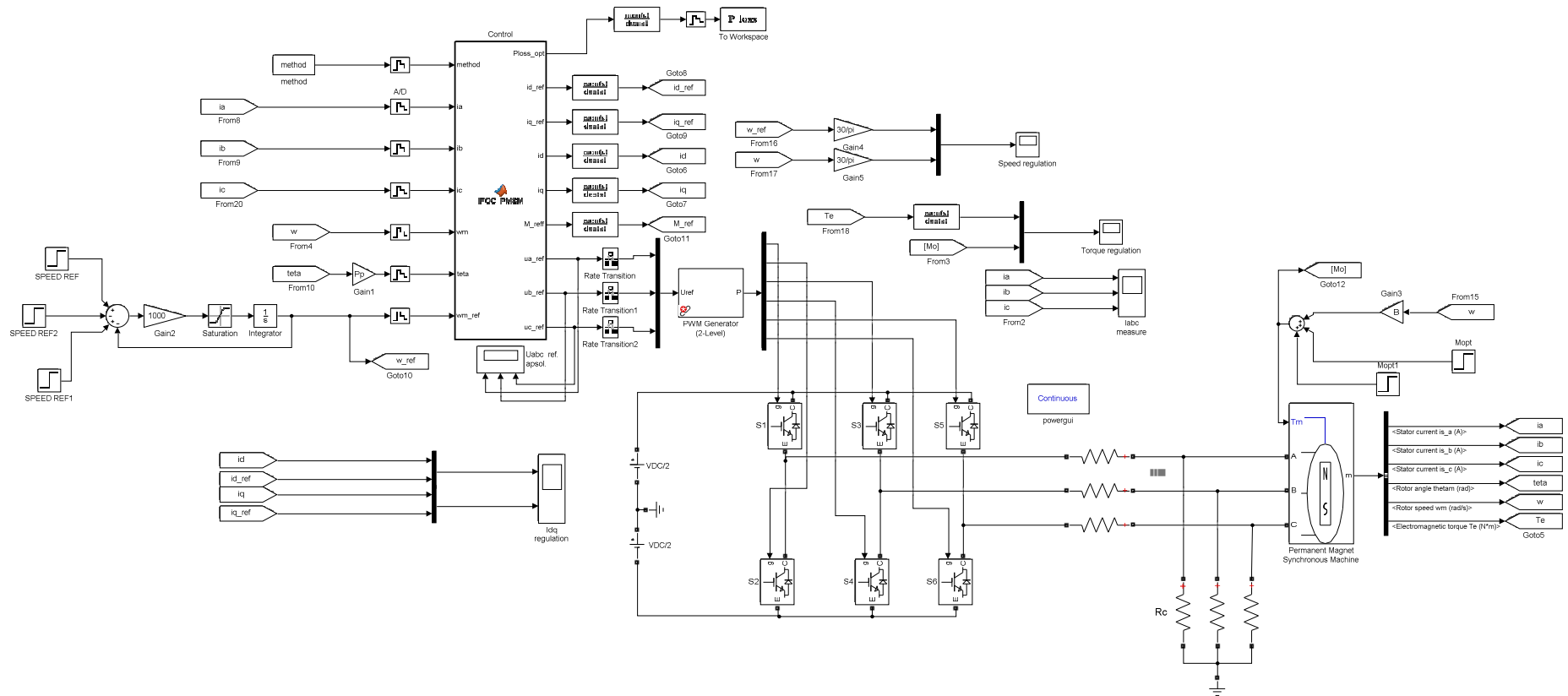
$$\frac{dP_\gamma}{dI_d} = 0 \quad I_d^* = - \frac{\frac{\omega_r^2 L_s}{R_c} \left( \frac{R_s}{R_c} + 1 \right) \Psi_{af}}{\frac{\omega_r^2 L_s}{R_c} \left( \frac{R_s}{R_c} + 1 \right) + R_s}$$

# Algoritam za minimizaciju gubitaka

- Blok dijagram:

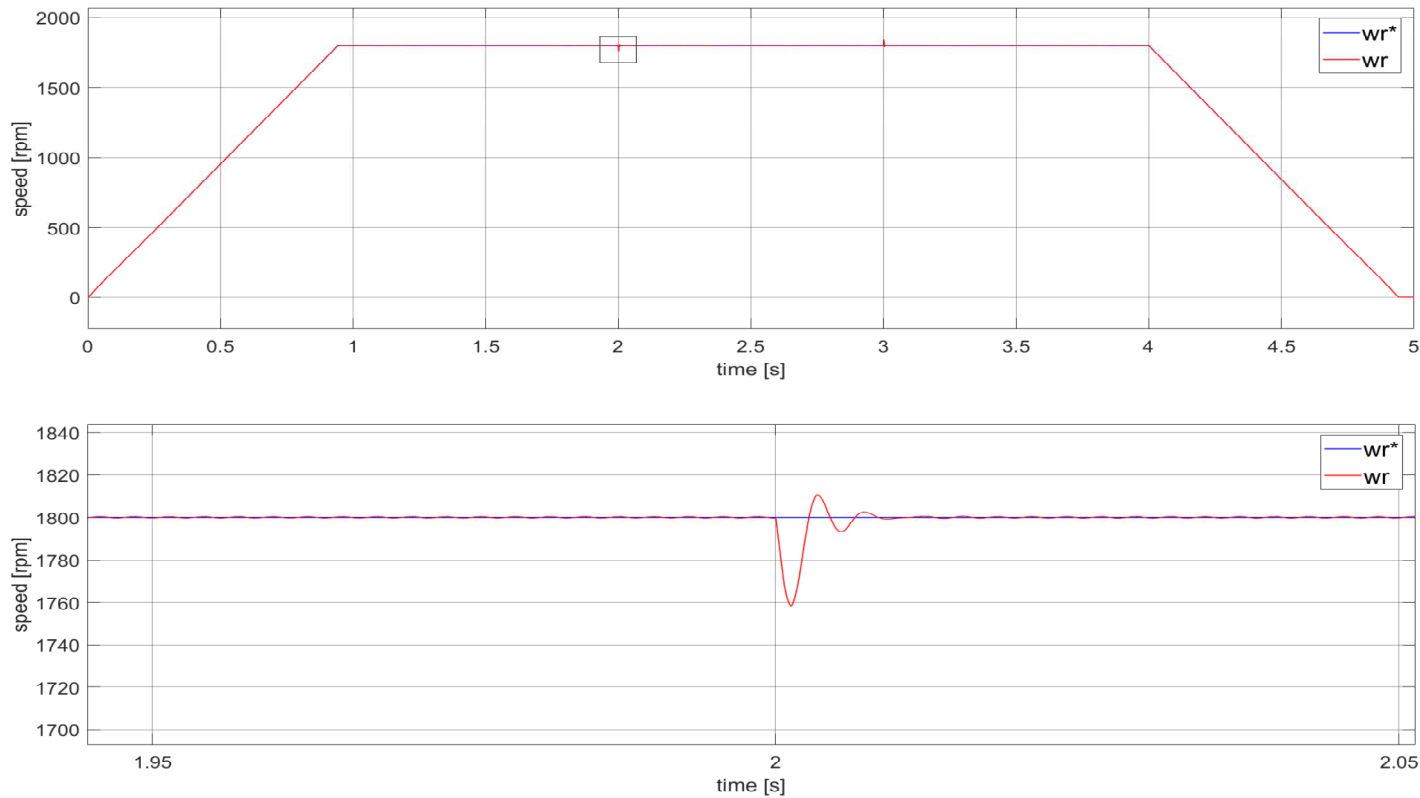


# Simulazioni model:



# Rezultati simulacija

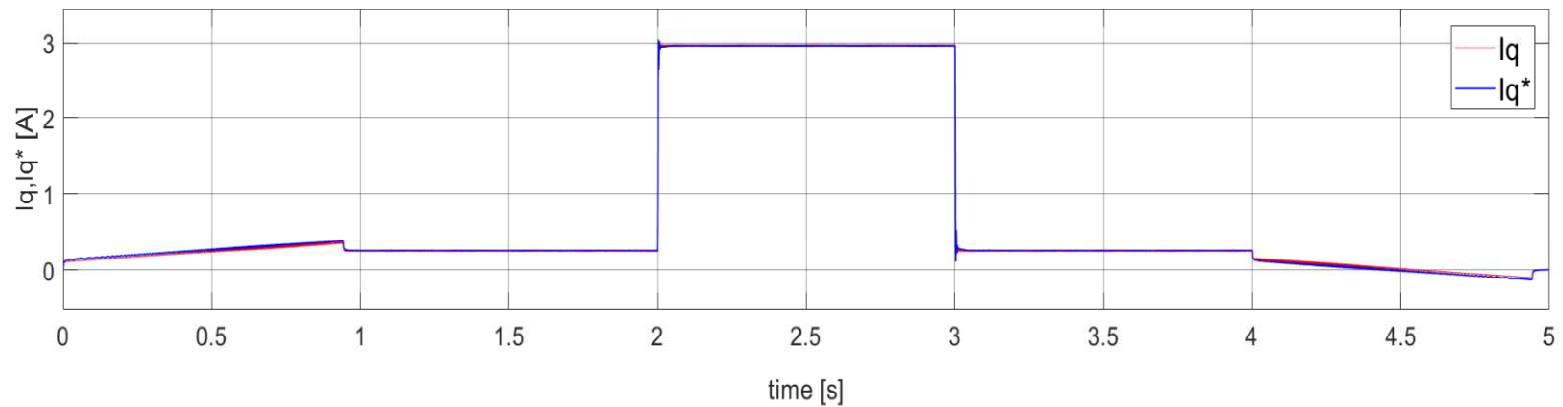
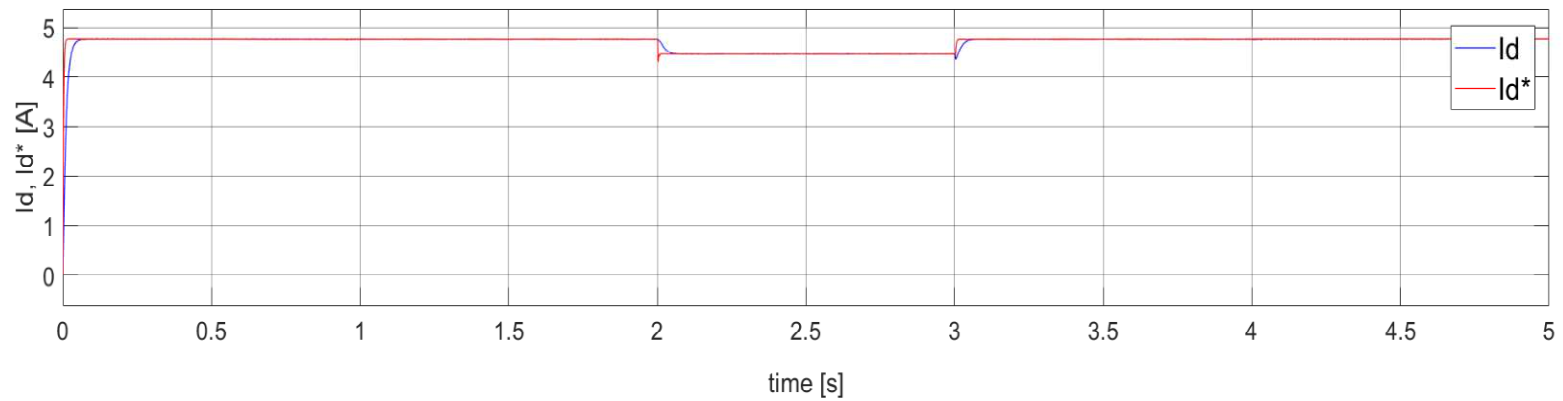
## Odziv brzine



Odziv brzine za standardni način rada  
(zaletanje, opterećenje u 2s, rasterećenje u 3s, kočenje u 4s)

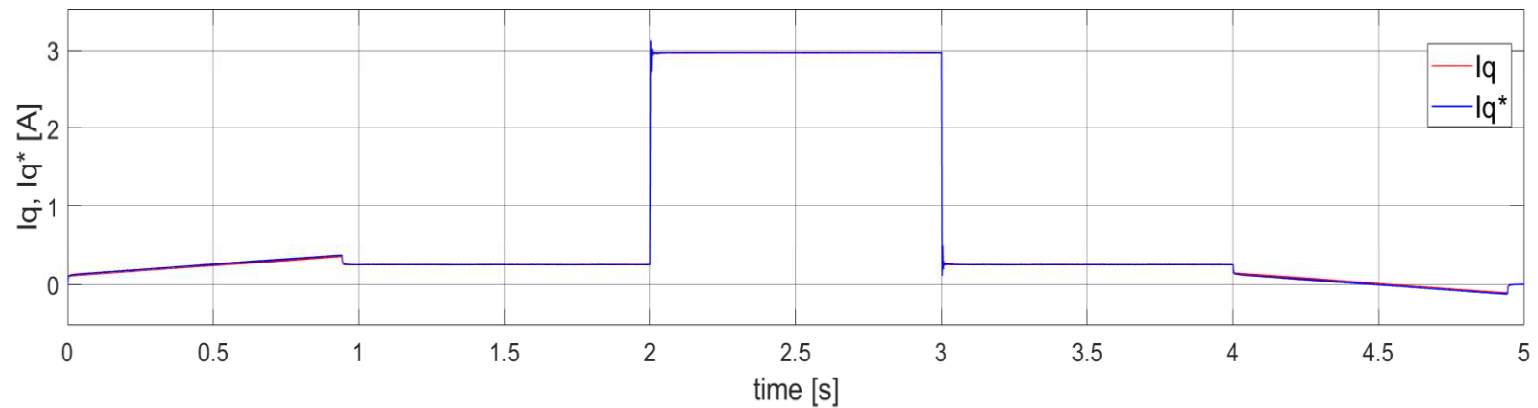
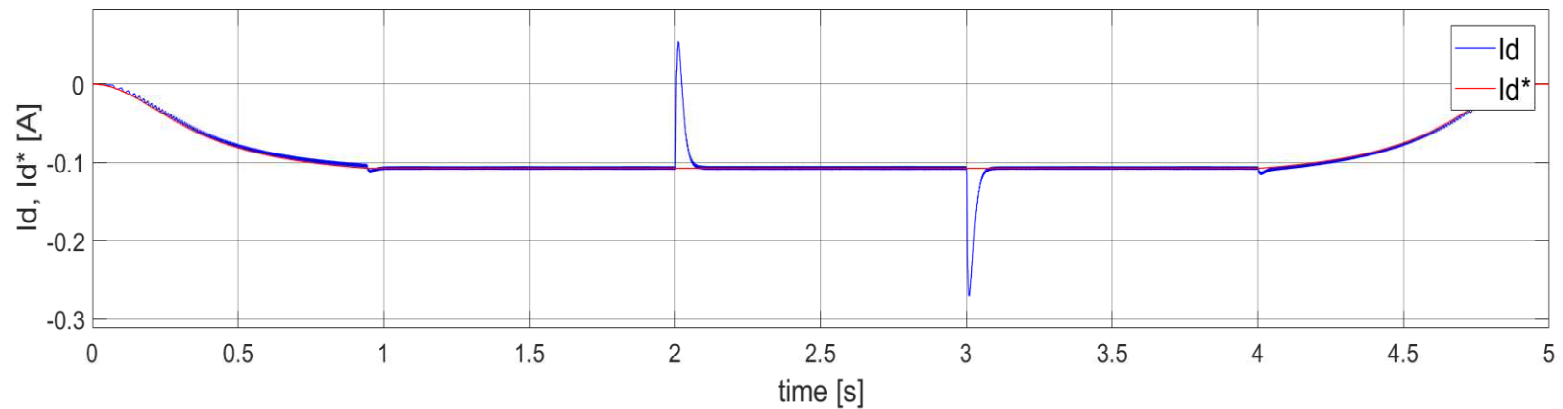
# Rezultati simulacija

- Struje motora za nominalni fluks:



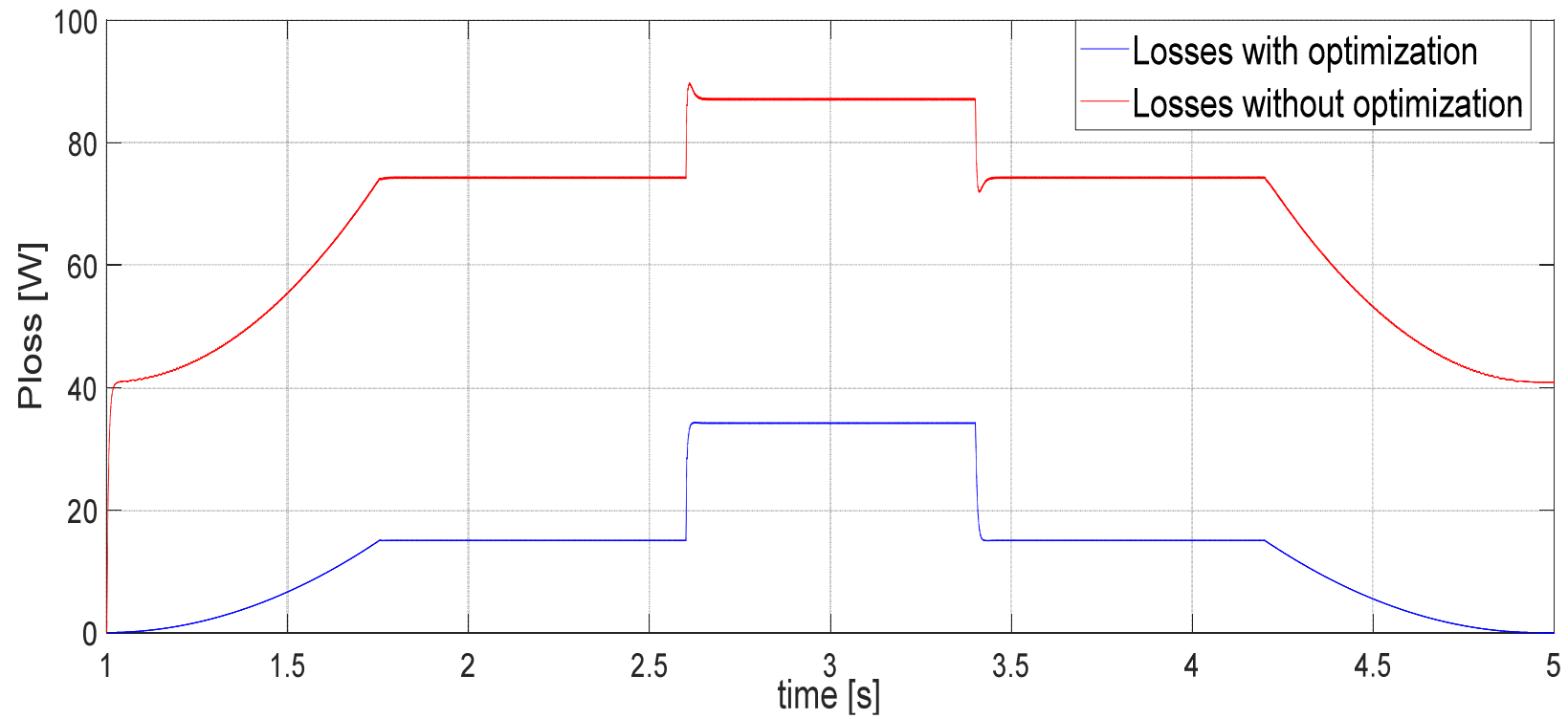
## Rezultati simulacija

- Struje motora u za optimalnu vrednost fluksa, pri kojoj se ima maksimalna efikasnost motora:



# Rezultati simulacija

- Gubici snage:



# Energetski efikasno upravljanje sinhronim reluktantnim motorom [2]

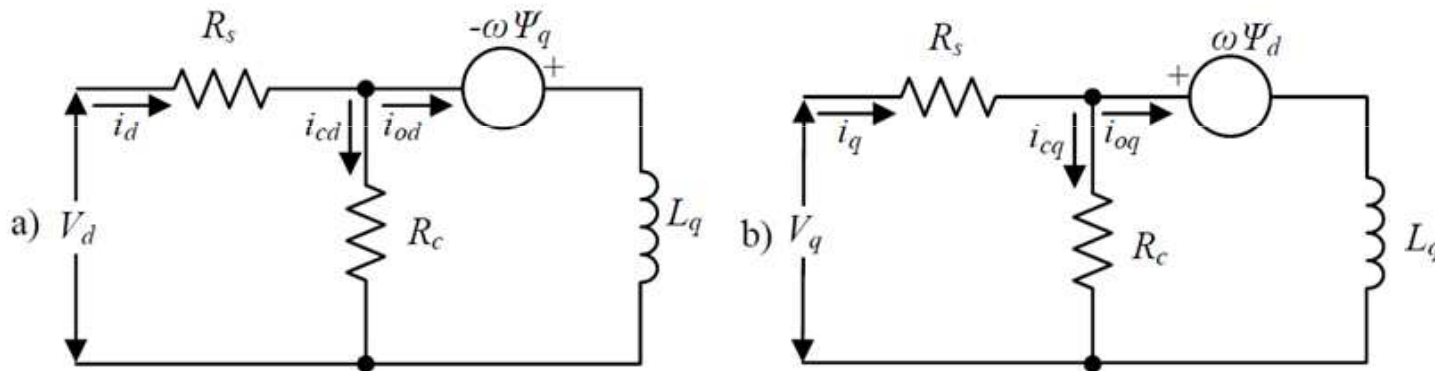
- Sinhroni reluktantni motor prvi je predstavio Danielson 1900. godine, kao pokušaj da se poveća faktor snage asinhronog motora. Konstrukcija statora je identična statoru asinhronog motora, dok se na rotoru ne nalaze namotaji. Konstrukcija rotora ima veliki uticaj na performanse sinhronog reluktantnog motora.
- U odnosu na asinhroni motor sa istim namotajima na statoru za istu struju statora sinhroni reluktantni motor proizvodi manje momenta, dok su i gubici manji.
- Aksijalnim slaganjem limova rotora po uzdužnoj osi na jednostavan način se postiže velika magnetska anizotropija osa pri čemu se zadržava cilindričan oblik rotora kao i kod asinhronne mašine. Time je omogućen rad ove mašine na velikim brzinama obrtanja bez narušavanja mehaničkog integriteta.
- Jednostavnost konstrukcije koja povlači za sobom i manju cenu i veću robusnost pogona čini da se ove mašine neizostavno koriste u primenama gde gabarit i masa nisu od presudnog značaja. **Dodatna robusnost usled nepostojanja pobudnog polja na rotoru ogleda se i prilikom praznog hoda i kratkog spoja reluktantne mašine gde neće doći do indukovanja napona na otvorenim priključcima statora odnosno struje kratkog spoja kroz iste priključke, respektivno.**



- Međutim, specifična snaga ovih mašina je značajno manja u odnosu mašine sa pobudom, ali korišćenjem specijalnih upravljačkih strategija (zahtevani momenat sa minimalnom strujom statora) energetske performanse ovih mašina se mogu značajno približiti performansama njihovih ekvivalenata sa pobudnim namotajem.
- Različite metode za smanjenje gubitaka su predstavljene u literaturi. Ove metode se mogu klasifikovati u dve osnovne grupe : prva grupa je zasnovana na algoritmima pretrage, dok se druga grupa zasniva na matematičkom modelu sistema.
- Može se koristiti bilo koji algoritam kako bi se pronašle optimalne komponente vektora statorske struje koje će rezultovati minimalnim gubicima u sinhronom reluktantnom motoru.
- Optimalne komponente vektora statorske struje za širok opseg opterećenja i brzina se mogu proračunati na računaru uz pomoć softverskog paketa Matlab i sačuvati u uporednim tabelama. Ovako generisane uporedne tabele se mogu koristiti za upravljanje pogonom u realnom vremenu.

# MATEMATIČKI MODEL SINHRONOG RELUKTANTNOG MOTORA (SRM)

Ekvivalentna šema sinhronog reluktantnog motora u dq koordinatnom sistemu prikazana je na slici.



Ekvivalentna šema SRM a) d-osa, b) q-osa

$R_s$  - predstavlja otpornost statorskog namotaja

$R_c$  otpornost kojom su modelovani gubici u gvožđu

$L_d$  i  $L_q$  predstavljaju induktivnosti u podužnoj  $d$  i poprečnoj  $q$  osi

Na osnovu ekvivalentnih šema može se napisati:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \left( 1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \begin{bmatrix} v_{0d} \\ v_{0q} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_{0d} \\ u_{0q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix}$$

$$i_{0d} = i_d - i_{cd}, \quad i_{0q} = i_q - i_{cq}$$

$$i_{cd} = -\frac{\omega \Psi_q}{R_c}, \quad i_{cq} = \frac{\omega \Psi_d}{R_c}$$

gde su:  $v_{0d}$  i  $v_{0q}$  – naponi grane magnećenja,  $u_d$  i  $u_q$   $dq$  komponente vektora statorskog napona,  $i_d$  i  $i_q$  –  $dq$  komponente vektora statorske struje,  $i_{cd}$  i  $i_{cq}$   $d$  struje kroz granu magnećenja,  $i_{d0}$  i  $i_{q0}$  struje opterećenja, dok je  $\omega$  električna ugaona brzina. Komponente vektora fluksa u motoru, računaju se na sledeći način:

$$\Psi_d = L_d i_{0d}$$

$$\Psi_q = L_q i_{0q}$$

- Elektromagnetni moment zavisi od isturenosti polova i proizvoda  $dq$  komponenti vektora struje statora i može se izraziti na sledeći način:

$$m_e = p(L_d - L_q)i_{0d}i_{0q}$$

- Gubici u bakru statorskog namotaja su proporcionalni kvadratu amplitude statorske struje i mogu se predstaviti kao:

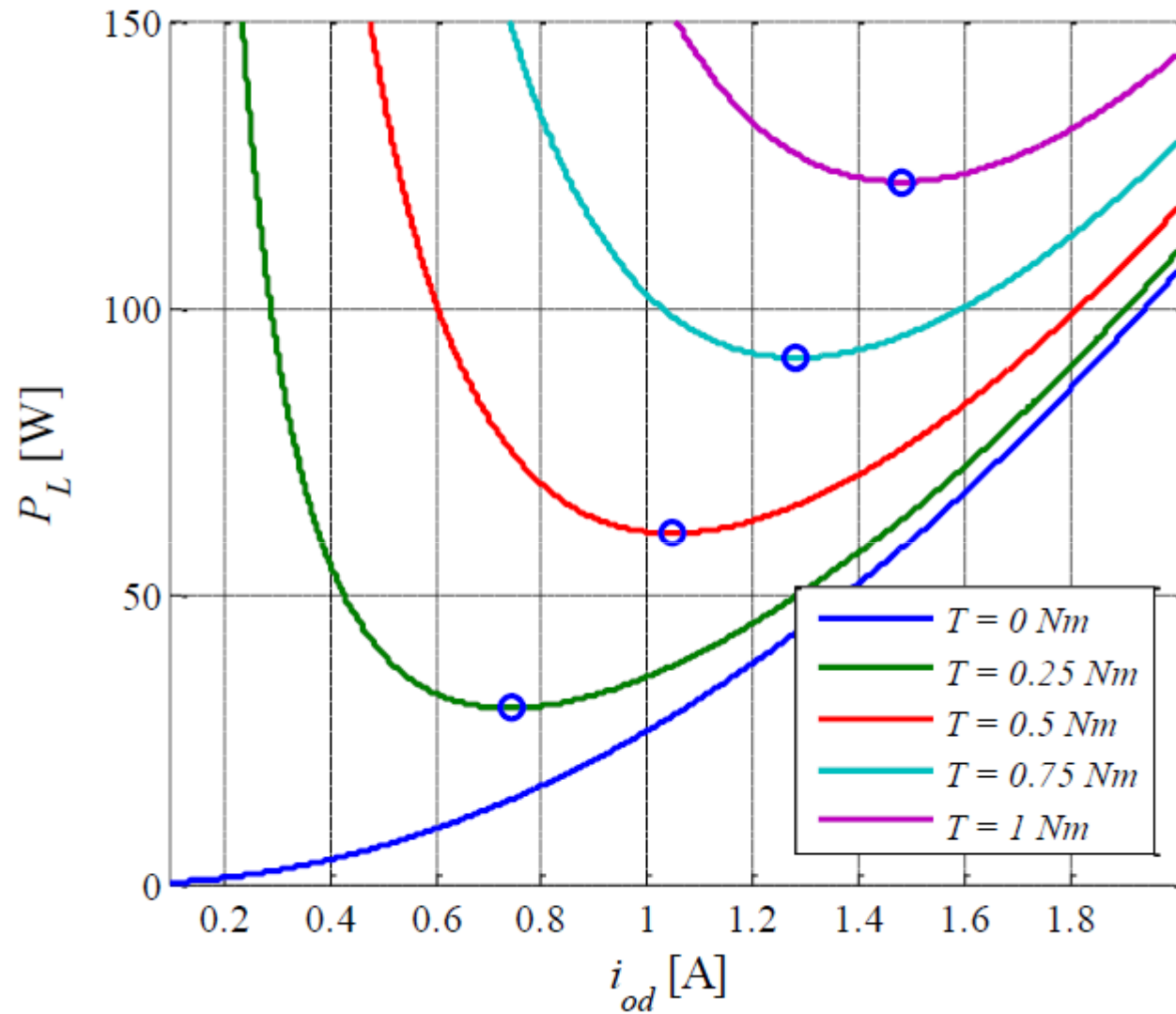
$$P_{Cu} = R_s \left\{ \left( i_{0d} - \frac{\omega L_q i_{0q}}{R_c} \right)^2 + \left( i_{0q} - \frac{\omega L_d i_{0d}}{R_c} \right)^2 \right\}$$

- Gubici u gvožđu, mogu se izračunati na osnovu  $R_c$  otpornosti i struja koje protiču kroz nju:

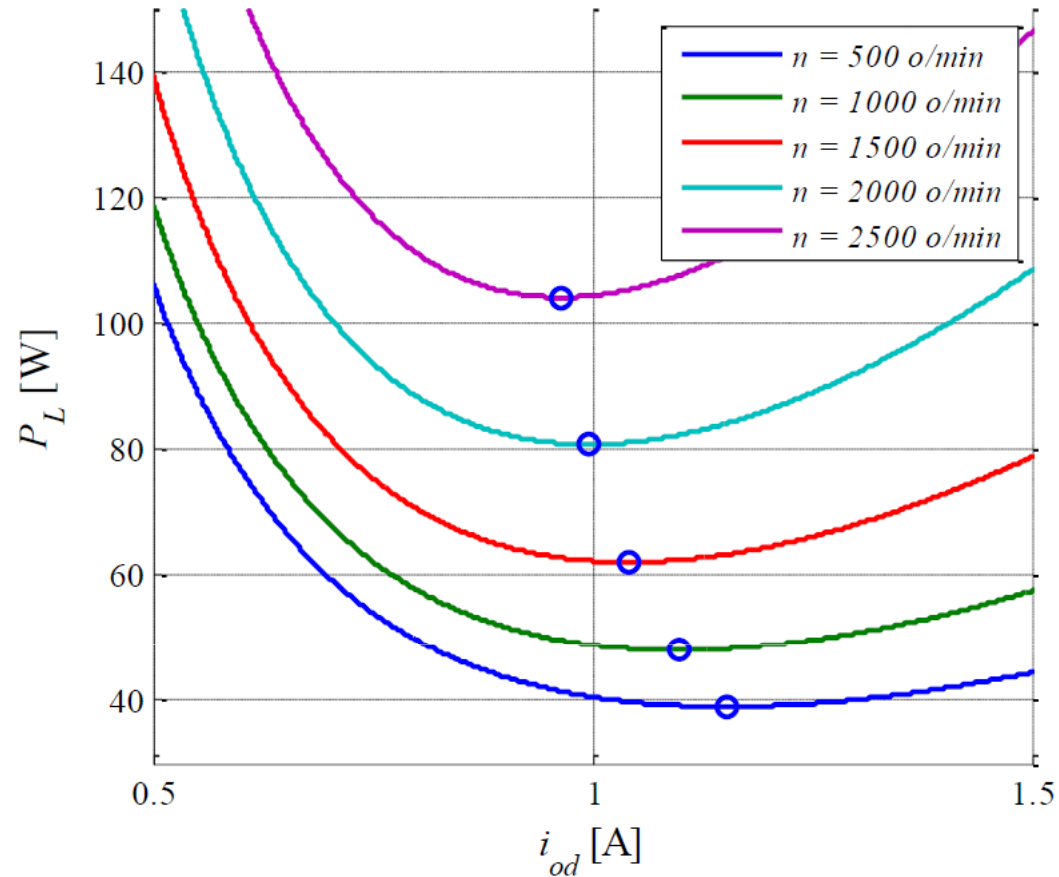
$$P_{Fe} = R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) = \frac{\omega^2 (L_d i_{0d})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (L_q i_{0q})^2}{R_c}$$

-Ukupni kontrolabilni električni gubici se dobijaju kao zbir gubitaka u bakru i gvožđu:

$$P_L = P_{Cu} + P_{Fe} \Rightarrow P_L = f(i_{0d}, m_e, \omega)$$



SRM: Ukupni električni gubici za različita opterećenja pri 10000/min



SRM: Ukupni električni gubici za različite brzine pri 0.5Nm

Na osnovu prikazanih rezultata na prethodne 2 slike, može se zaključiti da za svaki par brzina i opterećenja postoji optimalni par komponenti vektora struje statora koji će rezultovati minimalnim gubicima u motoru.

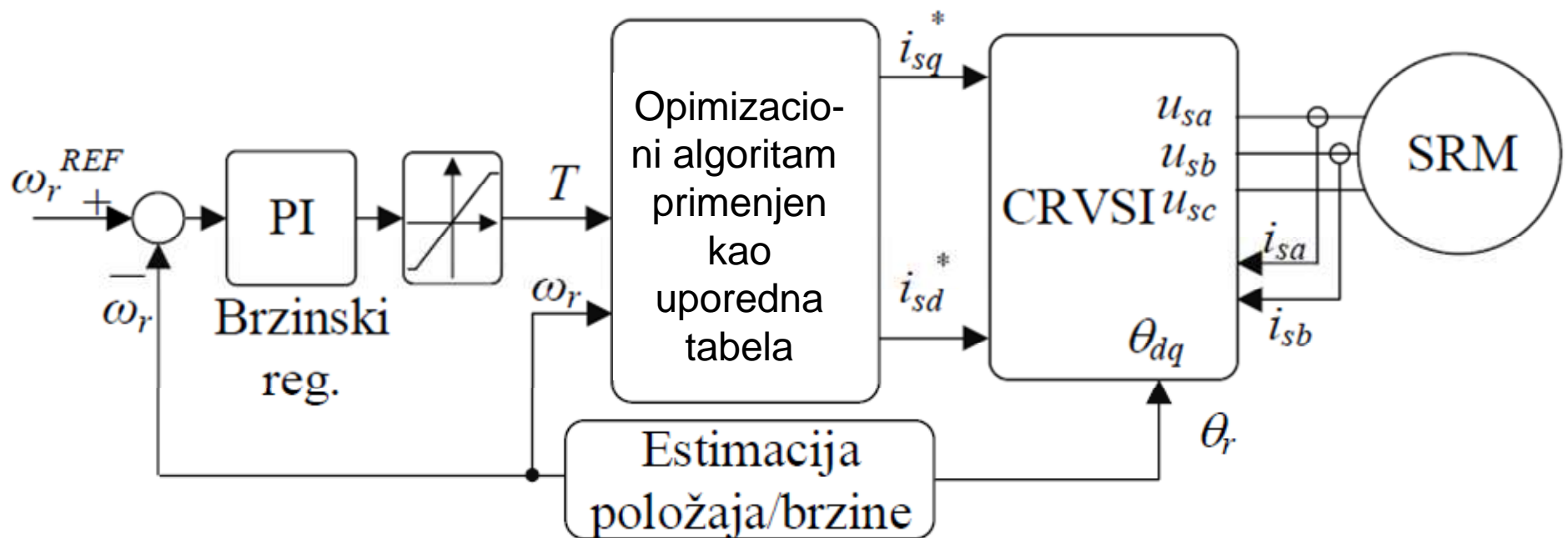
Maksimalni momenat koji motor može da razvije zavisi od strujnih ( $I_{max}$ ) i naponskih ( $U_{max}$ ) ograničenja invertora tako da ih je potrebno uključiti u proračun optimalnih komponenti vektora struje statora. Strujno ograničenje je dominantno na malim, dok je naponsko na velikim brzinama obrtanja. Naponsko ograničenje može se predstaviti kao:

$$\sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} \leq U_{max},$$

Gde  $U_{max}$  zavisi od napona jednosmerenog međukola invertora. Strujno ograničenje se može predstaviti kao:

$$\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \leq I_{max},$$

-Takođe, komponenta vektora struje statora u podužnoj osi mora biti veća od nule,  $i_{0d} > 0$ .



*Blok dijagram optimizovanog upravljanja pogona sa sinhronim reluktantnim motorom*

Parametri korišćenog motora su:  $R_s = 12,75\Omega$ ,  $L_d = 0,38H$ ,  $L_q = 0,2H$ ,  $p = 2$ , dok je ekvivalent gubicima u gvožđu  $K_{rm} = 0.0336628 \Omega /s \text{ rad}$ . Otpornost kojom su modelovani gubici u gvožđu zavisi od brzine obrtanja i može se definisati kao [MG]:

$$R_c = \omega^3 L_d L_q / K_{rm}$$



# Literatura:

- [1] Ramu Krishnan, "Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Drives", CRC Press, Sept 2009, ISBN 9780824753849
- [2] Marko Gecić, "Energetski efikasno digitalno upravljanje sinhronim motorom sa stalnim magnetima ri velikim brzinama obrtanja", doktorska disertacija, FTN u Novom Sadu, 2016.god
- [3] Uroš Milošević, "Optimalne strategije upravljanja sinhronim motorom sa permanentnim magnetima", semestralni rad iz predmeta Energetski efikasni elektromotorni pogoni, Jul, 2021.
- [4] Nikola Vojvodić, L. Ristić, M. Bebić, "Energy efficient industrial synchronous motor drives", VII Regionalna konferencija - Industrijska energetika i zaštita životne sredine u zemljama jugoistočne Evrope, pp. 385 - 394, Društvo termičara Srbije, Zlatibor, Jun, 2019.