

Sličnost funkcija prenosa elektromagnetnih podsistema MJS i vektorski RFOC upravljane AM

Podsetnik – Jednačine naponske ravnoteže namotaja statora *AM* u sinhrono–rotirajućem *dq* koordinatnom sistemu osa sa varijablama stanja vektorom struje statora $\mathbf{i}_s$ i fluksom rotora $\boldsymbol{\psi}_r$:

$$\mathbf{u}_s = R_\sigma \cdot \mathbf{i}_s + L_\sigma \cdot \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + j\omega_{dq} \cdot L_\sigma \cdot \mathbf{i}_s - \frac{L_m}{T_r \cdot L_r} \cdot (1 - j\omega \cdot T_r) \cdot \boldsymbol{\psi}_r$$

$$\mathbf{u}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + L_\sigma \cdot \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + j\omega_{dq} \cdot L_\sigma \cdot \mathbf{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + j\omega_{dq} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \boldsymbol{\psi}_r$$

U razvijenom obliku, vektorska jednačina se raščlanjava na komponente podužne *d* i poprečne *q* ose u posmatranom sistemu osa:

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_\sigma \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{dq} \cdot L_\sigma \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{dq} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \psi_{rq}$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_\sigma \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{dq} \cdot L_\sigma \cdot i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{dq} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \psi_{rd}$$
(1)

Obezbeđenjem ograničenja koje uvodi *FOC* kontroler:

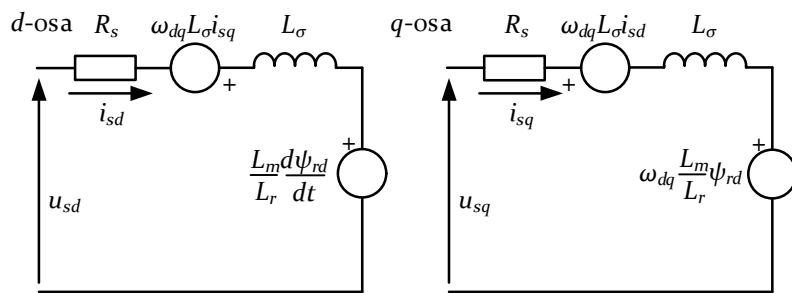
$$\psi_{rd} = |\boldsymbol{\psi}_r|$$

$$\psi_{rq} = 0$$
(2)

jednačine naponske ravnoteže namotaja induktora i indukta *AM* se pojednostavljaju:

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_\sigma \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{dq} \cdot L_\sigma \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{rd}}{dt}$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_\sigma \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{dq} \cdot L_\sigma \cdot i_{sd} + \omega_{dq} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \psi_{rd}$$
(3)

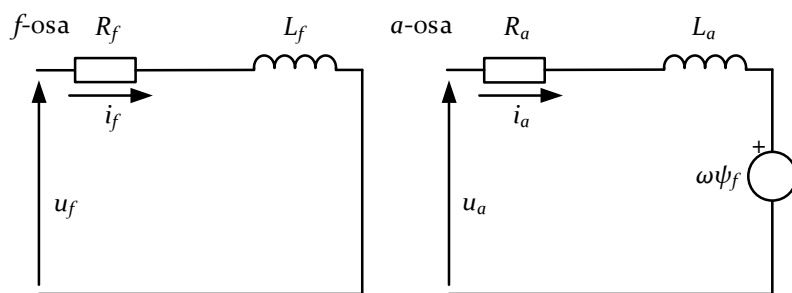


Dinamička električna ekvivalentna šema vektorskog RFOC modela AM

Jednačine naponske ravnoteže namotaja induktora i indukta *MJS* su:

$$u_f = R_f \cdot i_f + L_f \cdot \frac{di_f}{dt}$$

$$u_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + \omega \cdot \psi_f$$
(4)



Dinamička električna ekvivalentna šema modela MJS

Uporednom analizom (3) i (4) zaključuje se da su elektromagnetne pojave *AM* i *MJS* u određenoj meri slične ukoliko se upravljanje mašinom vrši tako da se fluksni obuhvat održava na konstantnoj vrednosti. U tom slučaju, za očekivati je da se rezultatne funkcije prenosa elektromagnetnih podсистема *AM* i *MJS* identične.

Smenom varijabli i definisanjem parametara mašine na sledeći način:

$$\begin{aligned}
 u_{sd} + \omega_{dq} \cdot L_{\sigma} \cdot i_{sq} &\leftrightarrow u_f, & i_{sd} &\leftrightarrow i_f \\
 u_{sq} - \omega_{dq} \cdot L_{\sigma} \cdot i_{sd} &\leftrightarrow u_a, & i_{sq} &\leftrightarrow i_a \\
 \psi_r &= \frac{(L_m/L_r) \cdot \psi_{dr}}{\psi_f} \rightarrow \begin{matrix} AM \\ MJS \end{matrix} \\
 (L_{\sigma d}, L_{\sigma q}) &= \begin{matrix} (L_{\sigma}, L_{\sigma}) \\ (L_f, L_a) \end{matrix} \rightarrow \begin{matrix} AM \\ MJS \end{matrix} \\
 \omega_s &= \begin{matrix} \omega_{dq} \\ \omega \end{matrix} \rightarrow \begin{matrix} AM \\ MJS \end{matrix}
 \end{aligned} \tag{5}$$

može se izvesti opšta funkcija prenosa kola statora generalizovanom elektromehaničkog konvertora.

Fluksni obuhvat ψ_r je filtriran vremenskom konstantnom pobude (T_r kod *AM* i T_f kod *MJS*) za koju važi $T_r \approx T_f$ da je za red veličine veća od elektromagnetne vremenske konstante mašine, pa se članovi *EMS* usled fluksa rotora ψ_r mogu tretirati kao poremećaji u petlji.

Transformacijom jednačina u *Laplace*-ov domen kompleksne promenljive s , uz tretman učestanosti ω_s kao parametra modela i primenom (5), dobija se kompaktan zapis jednačina naponskog balansa:

$$\begin{aligned}
 \Delta u_{sd}(s) &= u_{sd}(s) + \omega_{dq} \cdot L_{\sigma q} \cdot i_{sq}(s) = (R_s + L_{\sigma d}s) \cdot i_{sd}(s) + s \cdot \psi_r(s) \\
 \Delta u_{sq}(s) &= u_{sq}(s) - \omega_{dq} \cdot L_{\sigma d} \cdot i_{sd}(s) = (R_s + L_{\sigma q}s) \cdot i_{sq}(s) + \omega_s \cdot \psi_r(s)
 \end{aligned} \tag{6}$$

gde su definisane komponente kompenzovanog napona vektora statorskog namotaja po d i q osi, Δu_{ds} i Δu_{qs} .

Upravljačke promenljive unutar modela (6) su komponente kompenzovanog vektora napona statora Δu_{ds} i Δu_{qs} koje obuhvataju i komponente strujno kontrolisanih naponskih izvora elektromotornih sila $-\omega_{dq}L_{\sigma}i_{qs}$ i $\omega_{dq}L_{\sigma}i_{ds}$ kao sprežućih komponenti modela. Izlazne promenljive predstavljaju komponente vektora struje statora i_{ds} i i_{qs} . Tretmanom obrtnih *EMS* u funkciji rezultantnog fluksnog obuhvata ψ_r kao poremećajnih ulaza, model se može prikazati u formi funkcije prenosa po komponentama vektora struje statora po d i q osi:

$$\begin{aligned}
 G_{id}(s) &= \frac{i_{sd}(s)}{\Delta u_{sd}(s) - s \cdot \psi_r(s)} = \frac{1/R_s}{1 + T_{\sigma d} \cdot s} \\
 G_{iq}(s) &= \frac{i_{sq}(s)}{\Delta u_{sq}(s) - \omega_s \cdot \psi_r(s)} = \frac{1/R_s}{1 + T_{\sigma q} \cdot s}
 \end{aligned} \tag{7}$$

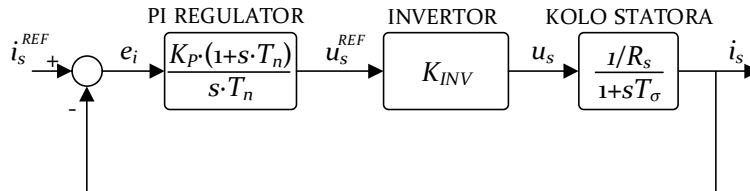
Funkcije prenosa su po d i q osi su slične i predstavljaju filtre niskopropusnike opsega prvog reda, $T_{\sigma d} = L_{\sigma d}/R_s$ i $T_{\sigma q} = L_{\sigma q}/R_s$ sa pojačanjem $1/R_s$.

Sinteza parametara kontrolera struje vektorski RFOC upravljane AM

Metoda sinteze petlje u kontinualnom domenu:

Sinteza regulatora struje počinje od uprošćene strujne regulacione petlje koju čine sledeći elementi:

- Kolo statora – objekat upravljanja sa ulazom naponom statora u_s i izlazom strujom statora i_s ;
- Invertor – aktuator u regulacionoj petlji sa ulazom faktorom ispunje u_s^{REF} i izlazom u_s ;
- *PI* regulator – regulator u regulacionoj petlji struje statora i_s sa proporcionalnim dejstvom K_P i vremenom reakcije T_n ;
- Jedinična negativna povratna sprega – merenje i akvizicija struje statora bez amplitudskog izobličenja i faznog kašnjenja.



Uprošćena regulaciona petlja vektora struje statora AM u s domenu

Kolo statora kao objekat upravljanja u konturi regulacije je predstavljeno funkcijom prenosa tipa filtra propusnika opsega prvog reda sa vremenskom konstantom T_σ i pojačanjem $1/R_s$.

Regulaciona petlja sa *PI* regulatorom struje funkcije prenosa:

$$G_{REG}(s) = K_P \cdot \frac{1 + s \cdot T_n}{s \cdot T_n} \quad (8)$$

tada omogućuje dobijanje rezultantne funkcije spregnutog prenosa sistema u vidu filtra niskopropusnika opsega prvog reda sa željenim propusnim opsegom λ .

$$\frac{i_s}{i_s^{REF}}(s) = W_s(s) = \frac{\lambda}{s + \lambda} = \frac{1}{1 + s \cdot T^*} \quad (9)$$

gde se definiše T^* kao ekvivalentna vremenska konstanta regulacione petlje struje.

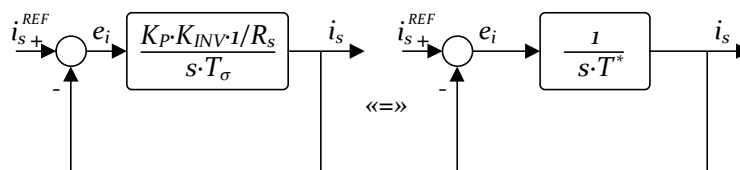
PI regulator struje ubacuje u konturu jednu konačnu nulu na učestanost $p = -1/T_n$, astatični element sa vremenskom konstantom reakcije regulatora T_n i statičko pojačanje K_P . Zajedničkim uticajem ovih elemenata moguće je ostvariti performanse aperiodičnog odziva kao u (9). Posmatrana funkcija spregnutog prenosa podrazumeva da funkcija otvorenog prenosa petlje ima „poželjnu“ astatičnu karakteristiku prvog stepena:

$$\frac{i_s}{e_i}(s) = W(s) = \frac{\lambda}{s} = \frac{1}{s \cdot T^*}, \quad T^* = 1/\lambda \quad (10)$$

što se realizuje ukoliko se izvrši postupak kompenzacije dominantne vremenske konstante petlje:

$$T_n = T_\sigma \quad (11)$$

Relacija (11) podrazumeva da se vreme reakcije *PI* regulatora izjednači sa dominantnom vremenskom konstantom, čime se konačnom nulom poništava dejstvo „sporog“ pola u petlji.



Rezultantni propusni opseg kao u (9) se postiže podešavanjem proporcionalnog pojačanja *PI* regulatora na vrednost:

$$\lambda = \frac{K_P \cdot K_{INV} \cdot 1/R_s}{T_\sigma} \rightarrow K_P = \frac{\lambda \cdot T_\sigma}{K_{INV} \cdot 1/R_s} \quad (12)$$

Promenom pojačanja K_P može se definisati „*proizvoljan*“ propusni opseg konture i time i ostvariti strujna regulacija/upravljanje u pogonu.

U notaciji *PI* regulatora sa pojačanjima K_P i $K_I = K_P/T_n$ dobija se kompaktna zavisnost pojačanja od parametara elektromagnetnog podsistema mašine:

$$K_P = \frac{1}{K_{INV}} \cdot \lambda \cdot \frac{L_\sigma/R_s}{1/R_s} = \frac{1}{K_{INV}} \cdot (\lambda \cdot L_\sigma), \quad K_I = \frac{1}{K_{INV}} \cdot \frac{\lambda \cdot L_\sigma}{L_\sigma/R_s} = \frac{1}{K_{INV}} \cdot (\lambda \cdot R_s) \quad (13)$$

Metoda sinteze petlje u diskretnom domenu:

Jedan od preduslova za realizaciju algoritma vektorske kontrole *AM* jeste realizacija strujnog napajanja tj. utiskivanja struja kroz trofazni namotaj statora. U slučaju upotrebe naponskog pretvarača (*VSI*) kao aktuatora u *REMP*, neophodna je nadogradnja sa unutrašnjom petljom struje kojom se postiže ekvivalentan strujno regulisani naponski izvor (*CRVSI*). Unapređeni koncept *VSI* sa strujnom regulacionom petljom u *REMP-CRVSI* je aproksimacija za *idealni* strujni pretvarač (*CSI*). Uvećavanjem propusnog opsega regulacione petlje struje, performanse *CRVSI* se približavaju performansama *CSI* dok se poklapanje ima na teorijski *beskonačnom* propusnom opsegu petlje ($\lambda \rightarrow \infty$).

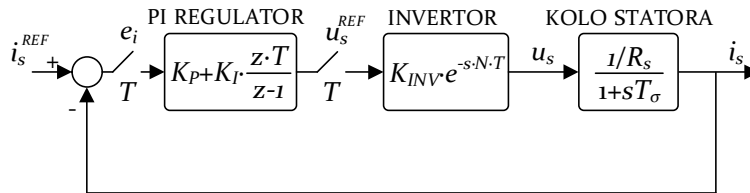
Eksperimentalni testovi na realnom pogonu *AM* pokazuju da dinamika odziva struja sve više odstupa od (9) pri uvećanju rezultatnog propusnog opsega strujne petlje. Razlozi za prethodno leže u činjenici što sinteza parametara u kontinualnom domenu ne uzima u obzir efekte koji dolaze do izražaja na visokim frekvencijskim opsezima. Nemodelovana dinamika i efekti koji u prethodnoj sintezi nisu uzeti u obzir su redom navedeni:

- Efekat kašnjenja usled aktuatora – invertora;
- Diskretni režim rada kontrolera;

Invertor se u približnijoj aproksimaciji modeluje blokom sa dodatim transportnim kašnjenjem T_D :

$$G_{AKT}(s) = K_{INV} \cdot e^{-s \cdot T_D} \quad (14)$$

Regulaciona petlja vektora struje statora *AM* sa uvažanim efektima kašnjenja invertora i diskretnog rada regulatora pored kola statora obuhvata i invertor sa funkcijom prenosa (14), odabiračem greške vektora struje statora sa periodom odabiranja T i kola zadržke nultog reda na izlazu iz regulatora.



Regulaciona petlja vektora struje statora AM sa uvažavanjem efekata diskretnog rada i kašnjenja invertora

Da bi se obezbedio aperiodičan odziv struje željenog propusnog opsega uz uvažavanje gore pomenutih efekata neophodno je podesiti parametre digitalnog *PI* regulatora na sledeći način:

$$K_P^{DIG} = \frac{1 - e^{-\lambda T}}{K \cdot (e^{T/T_\sigma} - 1) \cdot [1 + N \cdot (1 - e^{-\lambda T})]} \quad (15)$$

$$K_I^{DIG} = K_P^{DIG} \cdot (e^{T/T_\sigma} - 1)$$

gde je:

- $K = K_{INV} \cdot 1/R_s$ – direktno pojačanje regulacione petlje;
- N – broj perioda kašnjenja izlaza.

Pomenuti kriterijum je u literaturi poznat kao *Dahlin-ova* sinteza parametara regulatora strujne petlje i predstavlja generalizaciju postupka parametarske sinteze u kontinualnom domenu (13). Modifikacijom pojačanja regulatora kao u (15) ostvaruju se željene performanse dinamičkog odziva u prisustvu efekata diskretnog rada regulatora i transportnog kašnjenja invertora.

Dokaz:

Definicioni obrazac za razvoj eksponencijalne funkcije u Taylor-ov red po nezavisnoj promenljivoj x :

$$e^x = \sum_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{x^1}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \dots + \frac{x^n}{n!} \right) \quad (16)$$

Aproksimativne relacije:

$$e^{-\lambda \cdot T} = \sum_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{(-\lambda \cdot T)^1}{1!} + \frac{(-\lambda \cdot T)^2}{2!} + \dots + \frac{(-\lambda \cdot T)^n}{n!} \right) \approx 1 - \lambda T \quad (17)$$

$$e^{T/T_\sigma} = \sum_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{(T/T_\sigma)^1}{1!} + \frac{(T/T_\sigma)^2}{2!} + \dots + \frac{(T/T_\sigma)^n}{n!} \right) \approx 1 + T/T_\sigma \quad (18)$$

Granične vrednosti pojačanja PI regulatora za slučaj $T \rightarrow 0, N = 1$:

$$K_P = \lim_{T \rightarrow 0} K_P^{DIG} = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1 - (1 - \lambda \cdot T)}{K \cdot (1 + T/T_\sigma - 1) \cdot [1 + 1 \cdot (1 - e^{-\lambda T})]} = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{\lambda \cdot T}{K \cdot T/T_\sigma} = \frac{\lambda \cdot T_\sigma}{K_{INV} \cdot 1/R_s} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{K}_{INV}} \cdot (\lambda \cdot \mathbf{L}_\sigma) \quad (19)$$

$$K_I = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{K_I^{DIG}}{T} = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{K_P^{DIG} \cdot (e^{T/T_\sigma} - 1)}{T} = \lim_{T \rightarrow 0} K_P^{DIG} \cdot \lim_{T \rightarrow 0} \frac{(e^{T/T_\sigma} - 1)}{T} = \frac{1}{K_{INV}} \cdot (\lambda \cdot L_\sigma) \cdot \lim_{T \rightarrow 0} \frac{(1 + T/T_\sigma - 1)}{T} \rightarrow$$

$$K_I = \frac{1}{K_{INV}} \cdot \lambda \cdot L_\sigma \cdot \frac{R_s}{L_\sigma} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{K}_{INV}} \cdot (\lambda \cdot \mathbf{R}_s) \quad (20)$$

RAČUNARSKE VEŽBE:

- *Simulacija I: Konstrukcija modela u Simulink okruženju MATLAB programskog paketa*
 - regulaciona petlja po struju statora, diskretni kontroler i aktuator;
 - parametrizacija modela;
- *Simulacija II: Odziv struje u otvorenoj sprezi*
 - zadavanje odskočne pobude napona;
 - prirodni odziv uprošćene funkcije prenosa objekta upravljanja na eksitaciju odskočnom naponskom pobudom;
- *Simulacija III: Odziv struje u zatvorenoj sprezi – sinteza PI regulatora po metodima kompenzacije dominantne vremenske konstante u analognom domenu i Dahlin kriterijuma u diskretnom domenu*
 - propusni opseg $\lambda = 1/T_\sigma$, odzivi napona, tranzijentna analiza;
 - propusni opseg $\lambda = n/T_\sigma$, odzivi napona, tranzijentna analiza;
 - komparativna analiza odziva po sintezi u analognom i diskretnom domenu pri malim propusnim opsezima petlje;
 - komparativna analiza odziva po sintezi u analognom i diskretnom domenu pri visokim propusnim opsezima petlje;
- *Simulacija IV: Odziv struje u zatvorenoj sprezi – uvaženi naponski limiti*
 - komparativna analiza odziva petlje sa regulatorima u pozicionoj i inkrementalnoj formi u zasićenju regulatora struje;
 - *anti wind-up* struktura kod pozicione forme;